MINISTERUL ÎNVĂȚĂMÎNTULUI ȘI CULTURII

C. LAZU și E. TRUFIN

ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

III

BUCUREȘTI
1959

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL I

MECANIZARE ȘI AUTOMATIZARE

1-1. Mecanizarea

La începuturile omenirii, omul primitiv se servea, ca să-și agonisească hrana și îmbrăcămintea, singurele bunuri a căror nevoie o simțea, de unelte extrem de rudimentare — piatra și ciomagul — pentru a căror acționare dispunea doar de forța sa musculară.

În aceste condițiuni, munca era grea, chinuitoare; omul cădea adeseori istovit de eforturile prelungite pentru dobîndirea hranei necesare întreținerii vieții.

Treptat, treptat, pentru a-și ușura munca, omul și-a făurit unelte adecvate și apoi mașini simple, cum au fost, de exemplu, pîrghiile; unelte și mașini pe care le-a dezvoltat și perfecționat încetul cu încetul.

La început, aceste mașini erau puse în mișcare, acționate cum se mai spune, manual; mai tîrziu, pe măsura dezvoltării omenirii, a înmulțirii nevoilor de bunuri necesare vieții, a înmulțirii și perfecționării mașinilor pentru producerea acestor bunuri, acționarea manuală a mașinilor, care cerea eforturi de durată îndelungată sau eforturi mai mari decît acelea pe care omul era capabil să le dezvolte, a început a fi înlocuită cu acționarea animală.

Acest fel de acționare, care a permis înlocuirea eforturilor omenești prin forța de tracțiune a animalelor, constituie treapta de trecere de la acționarea manuală la acționarea mecanică a mașinilor, la *mecanizare*.

Mecanizarea constă în înlocuirea muncii manuale, necesare efectuării unor operații pentru producerea de bunuri, prin munca efectuată de mașini acționate de diferite forțe ale naturii; ea constă, deci, în înlocuirea acționării manuale a uneltelor și mașinilor prin acționarea mecanică a acestora.

Primul stadiu al mecanizării îl constituie acționarea mașinilor prin puterea vînturilor și a cursurilor de apă; stadiul următor al mecanizării îl constituie folosirea forței de expansiune a aburilor pentruu acționarea mecanică a mașinilor.

Acest de al doilea stadiu începe abia la sfîrșitul secolului al XVIII-lea, cînd a fost inventată mașina cu aburi. El însemnează un progres vădit al mecanizării care, astfel, nu mai este legată de locurile în care se găsesc cursuri de apă proprii acționării roților hidraulice sau de locurile cu vînturi proprii acționării motoarelor coliene.

Mașina cu aburi, folosită pentru prima oară în Anglia, se răspîndește repede și în alte țări, fiind introdusă în toate ramurile industriale, a căror

Scanned with OKEN Scanner

producție este mărită, astfel, în mod sensibil; iar pe măsura creșterii producției industriale, această mașină este mereu perfecționată.

În secolul al XIX-lea, în a doua jumătate a acestuia, apar motoarele cu combustie internă și apoi turbina de aburi, care dau un nou imbold mecanizării.

Al treilea stadiu de dezvoltare a mecanizării începe odată cu rezolvarea problemei transportului la distanțe mari a energiei electrice. Producerea centralizată a energiei electrice, cu avantajele ei incontestabile, și ușurința transportului și distribuției acestei energii fac ca motoarele electrice, mai simple și mai robuste decît toate celelalte motoare și ale căror caracteristici se adaptează mult mai bine diferitelor utilizări, să înlocuiască repede celelalte motoare.

Dar nu numai atît. Motoarele electrice au dat posibilitatea automatizării proceselor de producție.

1-2. Automatizare

Automatizarea proceselor de producție constă în folosirea unor aparate, dispozitive sau mașini care permit executarea acestor procese fără participarea directă a omului. Aceste aparate, dispozitive sau mașini trebuie să lucreze astfel, încît să satisfacă anumite condițiuni mai dinainte stabilite sau, cu alte cuvinte, să asculte de voința omului mai precis și mai repede decît ar putea-o face omul însuși.

Pentru a fixa ideile, să presupunem că trebuie să tăiem în bucăți de un metru o bară de aluminiu care iese dintr-o mașină cu o viteză de un metru pe secundă. Bara trece pe sub un cuțit de tăiat și, un metru mai departe, prin fața unei celule fotoelectrice. Cînd bara ajunge în fața acestei celule, ea întrerupe un fascicol luminos îngust produs de o lampă electrică. Celula fotoelectrică ne mai fiind luminată acționează, prin intermediul unui releu, cuțitul de tăiat. Se înțelege că, dacă toleranța admisă a lungimilor bucăților tăiate este de 2 mm, trebuie ca timpul care se scurge între întreruperea fascicolului luminos și căderea cuțitului să nu depășească două miimi de secundă, ceea ce este posibil prin folosirea unui dispozitiv electronic bine studiat. O asemenea precizie și rapiditate de execuție nu poate fi atinsă nici pe departe de om. Dacă acesta, privind bara care iese din mașină, ar apăsa pe un buton electric care comandă cuțitul în momentul cînd capătul barei trece prin dreptul unui reper, ar obține bucăți ale căror lungimi ar varia între 50 centimetri și un metru.

Datorită automatizării, a cărei dezvoltare a făcut progrese însemnate în ultimele cîteva decenii, s-a ajuns să se sincronizeze pe cale electrică mișcarea a doi arbori care nu sînt legați mecanic între ei, să se numere și să se trieze cu precizie diferite obiecte, să se rezolve cu ajutorul unor mașini de calculat un sistem de n ecuații cu n necunoscute sau un sistem de ecuații diferențiale, să se construiască nu numai mașini unelte automate care să lucreze fără intervenția omului, dar secții și chiar uzine întregi automate pentru fabricarea celor mai felurite produse, secții și uzine în care lucrează doar cîțiva ingineri și tehnicieni pentru dirijarea procesului tehnologic și supravegherea mașinilor automate.

Rezultă din cele de mai sus că automatizarea reprezintă stadiul cel mai înaintat al mecanizării.

Scanned with OKEN Scanner

Ca încheiere a acestei scurte expuneri asupra mecanizării și automatizării, expunere care servește drept introducere în studiul acționării electrice, să adăugăm că mecanizarea și automatizarea nu numai că nu va abrutiza pe om, că nu-i va împiedica dezvoltarea intelectuală, așa cum s-a afirmat de atîtea ori, dar, prin eliberarea omului de numeroasele sale sarcini și, în special, de sarcinile sale cele mai grele, îi va da timp suficient să gîndească, să se cultive, să-și dezvolte inteligența și să ajungă, într-un viitor pe care îl sperăm cît mai apropiat, la realizarea fericirii către care tinde, de atîta timp, omenirea.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL II

NOȚIUNILE DE BAZĂ ALE ACȚIONĂRII ELECTRICE

2-1. Sisteme de acționare a mecanismelor

Mecanismele executoare, mecanisme care execută anumite lucrări utile ca : prelucrara unor piese, transportul acestora și al personalului, aerajul încăperilor, pomparea lichidelor etc., trebuie să fie antrenate de niște motoare, direct, sau prin intermediul transmisiilor.

Motorul, împreună cu dispozitivul său de comandă și transmisiile alcătuiesc *„acționarea" mecanismului.*

Dacă motorul este un motor electric, acționarea se spune că este o *acționare electrică.*

O astfel de acționare poate fi o acționare în grup, o acționare individuală, sau o acționare cu mai multe motoare.

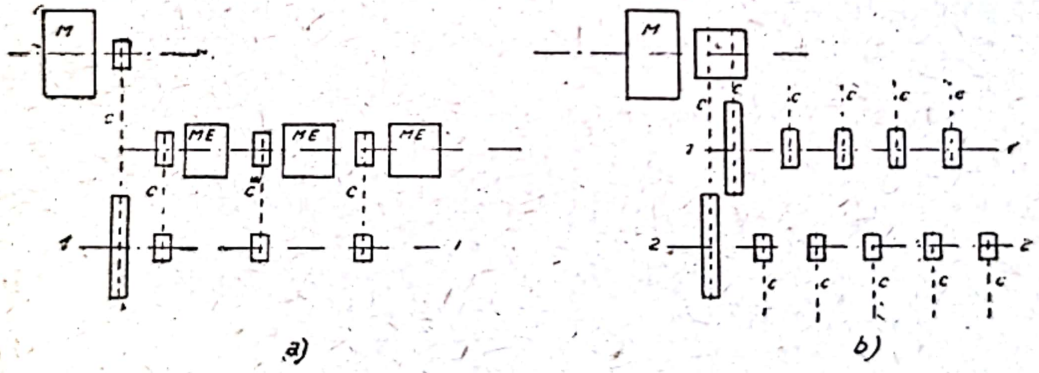


Fig. 2-1. Acționarea în grup.
M- motor electric ; *ME*- mecanism executor ;
1-1, 2-2 arbori de transmisie ; *c*- curele de transmisie

La o acționare în grup, reprezentată în fig. 2-1*a* și 2-1*b*, frecvent întîlnită în industria lemnului, în industria alimentară, în industria textilă, în atelierele mici de prelucrare a metalelor etc., mișcarea este transmisă de la un singur motor electric la un grup (ca în fig. 2-1*a*) sau la mai multe grupe de mecanisme executoare (ca în fig. 2-1*b*) prin intermediul unor transmisii cu curele.

La o acționare individuală fiecare mecanism executor este antrenat de un singur motor electric.

Dacă motorul electric al unei acționări individuale este un motor de serie, cu destinație generală, motorul se instalează, obișnuit, separat de mecanismul executor; antrenarea acestuia din urmă de către motor se face printr-un sistem de transmisii cu curele, roți dințate etc. O astfel de acționare individuală este o *acționare individuală „adaptată"* și constituie primul stadiu de trecere de la acționarea în grup la acționarea individuală. Fig. 2-2 reprezintă o acționare indiviluală adaptată a unei mașini de găurit.

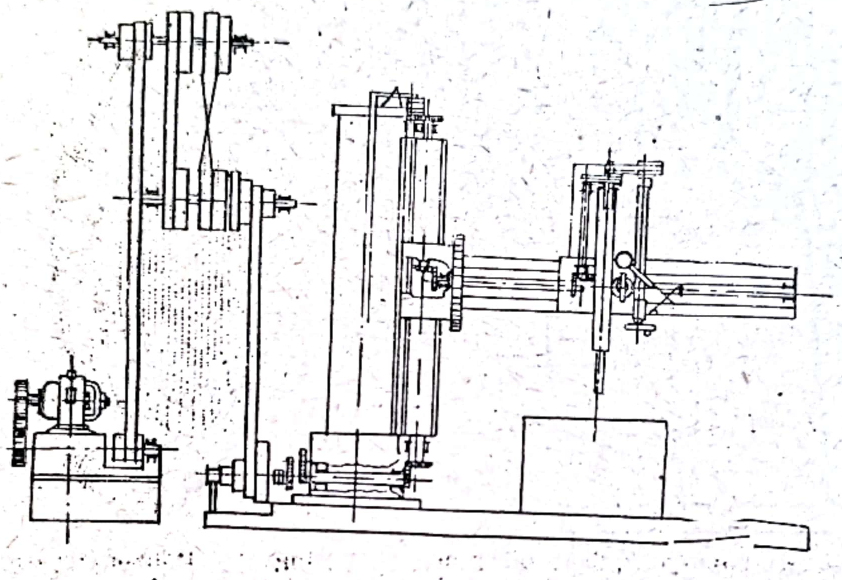


Fig. 2-2. Acționarea individuală adaptată a unei mașini de găurit

Al doilea stadiu al acționării individuale îl constituiesc *acționările individuale „prin construcție"*. În aceste acționări, se tinde la apropierea maximă dintre motor și mecanismul executor în vederea eliminării transmisiilor, la folosirea proprietăților de reglaj ale motoarelor electrice în vederea eliminării dispozitivelor mecanice de reglaj, la adaptarea unor motoare electrice ale căror caracteristici să corespundă cerințelor mecanismului executor, la contopirea, cu alte cuvinte, a motorului cu mecanismul executor într-un singur tot organic.

Fig. 2-3 reprezintă acționarea individuală prin construcție a unei mașini de frezat verticale.

În acționările individuale prin construcție, de tipul aceleia reprezentate în fig. 2-3, cu toată apropierea intimă dintre motor și mecanismul executor, cu toată legătura constructivă strînsă dintre acestea, se mai păstrează încă între motor și mecanism transmisiile mecanice: cuplaje elastice, roți dințate, sisteme bielă-manivelă etc. O astfel de acționare este o *acționare individuală simplă*.

În fig. 2-4 este reprezentat un polizor electric. Motorul asincron, care acționează polizorul, are statorul 2 în interior, iar rotorul, pe periferia căruia este fixat discul de șlefuit 1, este în exterior. O astfel de acționare individuală prin construcție, în care transmisiile mecanice dintre motorul de acționare și mecanismul acționat sînt suprimate, în care motorul este

contopit într-un tot organic cu mecanismul executor, constituie o *acționare individuală „specială"*.

In această categorie a acționărilor individuale speciale intră mașinile electrice de găurit, perforatoarele electrice, ventilatoarele electrice, polizoarele electrice, unele pompe electrice centrifuge etc.

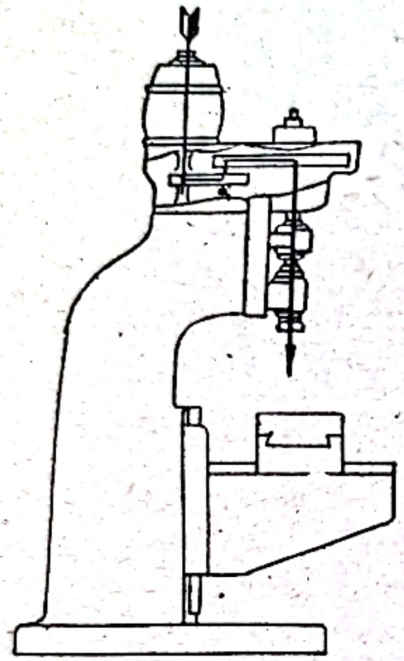


Fig. 2-3. Acționarea individuală prin construcție a unei mașini de frezat verticale

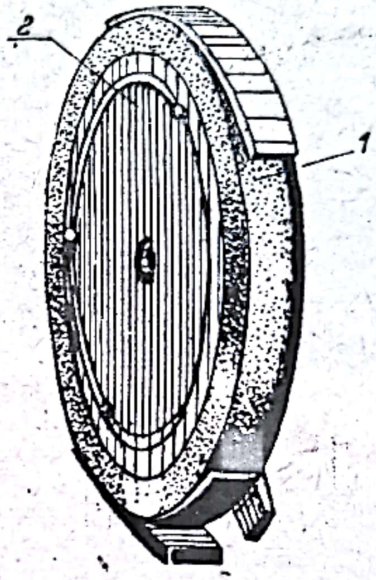


Fig. 2-4. Polizor electric

In sfîrșit, în cazul mecanismelor executoare complicate, mecanisme alcătuite din diferite organe ce trebuiesc acționate separat, se folosesc mai multe motoare electrice, cîte unul pentru fiecare organ separat: avem, în acest caz, o *acționare electrică cu mai multe motoare*.

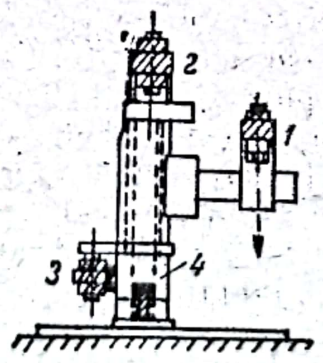


Fig. 2-5. Acționarea unei mașini de găurit radiale

Fig. 2-5 reprezintă o astfel de acționare a unei mașini de găurit radiale. Motorul 1 rotește burghiul, motorul 2 ridică sau coboară masa care este deplasată orizontal de motorul 3, iar motorul 4 rotește masa, împreună cu brațul port-burghiu, în jurul axei mașinii de găurit.

Scanned with OKEN Scanner

2-2. Avantajele acționării individuale față de acționarea în grup

Acționarea individuală este foarte răspîndită astăzi și tinde să se generalizeze, ea avînd o serie de avantaje față de acționarea în grup. Iată cîteva dintre acestea :

a) Așezarea comodă a mecanismelor executoare, poziția lor ne mai fiind legată de poziția arborilor de transmisie.

b) Deplasarea ușoară a acestor mecanisme în cazul unei modificări a diagramei de fabricație.

c) Reducerea pierderilor de energie față de acționarea în grup, pe de o parte prin suprimarea transmisiilor de prisos, iar pe de altă parte prin faptul că motorul merge mai puțin în gol. Într-adevăr, la acționarea individuală, motorul este ornit și oprit odată cu mecanismul executor, pe cînd la acționarea în grup motorul trebuie să fie permanent în funcție, chiar atunci cînd lucrează un singur mecanism, celelalte fiind oprite.

d) Defectarea motorului electric, în cazul unei acționări individuale, duce la oprirea unui singur mecanism, a mecanismului antrenat de motorul defectat, pe cînd defectarea motorului, în cazul unei acționări în grup, duce la oprirea tuturor mecanismelor acționate de acest motor.

e) Eliminarea prafului antrenat de curelele în mișcare ale acționărilor în grup și reducerea primejdiilor de accidente prin suprimarea acestor curele.

f) Mărirea vizibilității atelierelor și posibilitatea realizării unui iluminat rațional prin înlăturarea curelelor de transmisie, care constituiesc un adevărat paienjeniș în cazul acționărilor în grup.

g) Mărirea productivității mecanismului executor. Această din urmă afirmație are nevoie de o scurtă lămurire. Viteza de rotație a arborelui de transmisie, în cazul acționărilor în grup, și, deci, viteza unghiulară a mecanismului executor, este variabilă din cauza alunecării curelelor și a torsiunii arborilor de transmisie, chiar dacă cuplul static rezistent al mecanismului este constant ; iar această variație este cu atît mai pronunțată, după cum rezultă din diagramele ridicate experimental, cu cît mecanismul executor este mai îndepărtat de începutul arborelui de transmisie, cu alte cuvinte, de șaiba principală a acestuia, șaibă prin care se transmite rotația la arbore. Multe mecanisme, însă, lucrează în condiții optime, atunci cînd viteza lor unghiulară este constantă. Așa se explică faptul că războaiele de țesut așezate la începutul arborilor de transmisie lucrează mai bine decît acelea așezate spre sfîrșitul lor ; aceste din urmă războaie au o mai frecventă punere la punct și reparațiuni mai dese. În cazul acționărilor individuale, curelele și arborii de transmisie fiind, cel puțin în parte, eliminați și, în orice caz, lungimea arborilor de transmisie mult micșorată, variațiile de viteză sînt reduse, micșorîndu-se astfel, simțitor, timpul de oprire pentru punerea la punct și reparația mecanismului executor.

Toate aceste avantaje duc la îmbunătățirea condițiunilor de muncă, la creșterea productivității muncii, la micșorarea prețului de cost și la îmbunătățirea calitativă a produselor obținute.

Scanned with OKEN Scanner

2-3. Ecuațiile de mișcare ale sistemului motor-mecanism, mecanismul executor fiind direct cuplat pe arborele motorului

Productivitatea unui mecanism executor este una din calitățile sale esențiale, iar această productivitate este cu atît mai mare cu cît timpul de pornire, de oprire, de trecere de la o viteză la alta, de schimbare a sensului de rotație — dacă această schimbare este cerută de procesul de producție — este mai mic. Un exemplu izbitor îl constituie, din acest punct de vedere, laminorul reversibil. La un asemenea laminor, numărul de schimbări ale sensului de rotație în decursul unei ore poate ajunge la 750 sau poate chiar depăși această cifră. O oricît de mică creștere, deci, a timpului de pornire sau de oprire, la o astfel de mașină, atrage după sine o reducere importantă a timpului util și, în consecință, o micșorare importantă a productivității sale.

Pentru a ne putea da seama de factorii care pot micșora timpul de pornire sau de oprire și timpul schimbării sensului de rotație este necesar să cunoaștem ecuațiile de mișcare ale sistemului motor-mecanism.

Să considerăm, în acest scop, un mecanism executor oarecare, de exemplu un ventilator, mecanism cuplat direct pe arborele motorului electric care-l acționează, și fie M cuplul motorului, iar M_s cuplul static rezistent, acesta din urmă corespunzînd lucrului mecanic util pe care-l execută mecanismul și pierderilor prin frecare, prin ventilație etc.

Dacă sistemul motor-mecanism se învîrte cu o viteză unghiulară Ω constantă, atunci:

$$M = M_s \tag{2-1}$$

Dacă, însă, viteza unghiulară Ω variază, atunci:

$$M = M_j + M_s \ , \tag{2-2}$$

M_j fiind cuplul corespunzător inerției maselor învîrtitoare ale sistemului motor-mecanism, cuplu cunoscut sub numele de *cuplu dinamic*.

Cum energia cinetică A, înmagazinată sau cedată de aceste mase, este dată de relația, cunoscută din mecanică:

$$A = \frac{1}{2} J \Omega^2 \ , \tag{2-3}$$

(relație analoagă cu aceea care dă energia cinetică $\frac{1}{2} mv^2$ a unui corp de masă m animat de o mișcare de translație și a cărui viteză este v), în care J reprezintă momentul de inerție al părților învîrtitoare ale sistemului motor-mecanism, rezultă că:

$$M_j = \frac{P_j}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \frac{dA}{dt} = \frac{1}{\Omega} \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} J \Omega^2 \right) . \tag{2-4}$$

Dacă momentul de inerție J este constant, avem, efectuînd derivata din ultimul membru al acestei relații:

$$M_j = J \frac{d\Omega}{dt} \tag{2-5}$$

Scanned with OKEN Scanner

și relația (2-2) devine:

$$M = J\frac{d\Omega}{dt} + M_s \cdot \tag{2-6}$$

Dacă, însă, momentul de inerție J variază, ca în cazul mecanismelor cu bielă și manivelă, odată cu poziția părților învîrtitoare ale sistemului, poziție determinată de unghiul α cu care s-au rotit aceste părți față de o origine dată, atunci, efectuînd derivata din membrul al doilea, relația (2-4) devine:

$$M_J = J\frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega^2}{2}\cdot\frac{dJ}{d\alpha}, \tag{2-7}$$

iar relația (2-2),

$$M = J\frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega^2}{2}\cdot\frac{dJ}{d\alpha} + M_s \cdot \tag{2-8}$$

Relațiile (2-6) și (2-8) constituiesc două din formele ecuației de mișcare a sistemului motor-mecanism.

În aceste ecuații, momentul de inerție J trebuie socotit în N.m.s.^{2}, viteza unghiulară Ω în $\frac{rad}{s}$, cuplurile M și M_s în N.m, dacă se adoptă sistemul de unități MKS; iar în cazul cînd se adoptă sistemul mecanic de unități (metrul, kilogramul forță și secunda), J trebuie socotit în kgms^2, Ω în $\frac{rad}{s}$, M și M_s în kgm.

Pentru aplicațiile practice, este mai avantajos să transformăm ecuațiile de mișcare (2-6) și (2-8) astfel ca să apară în aceste ecuații, în locul momentului de inerție, momentul de girație și, în locul vitezei unghiulare Ω, socotită în $\frac{rad}{s}$, viteza de rotație n socotită în rotații pe minut.

Pentru aceasta, să ne închipuim un inel, de grosime radială foarte mică, avînd un diametru D și o greutate G, mărimile G și D fiind astfel alese încît momentul de inerție J' al inelului să fie egal cu momentul de inerție J al sistemului motor-mecanism. Cum momentul de inerție J' al inelului considerat este dat de relația

$$J' = \frac{G}{g}\left(\frac{D}{2}\right)^2$$

în care g este accelerația gravitației, avem:

$$J = J' = \frac{GD^2}{4g} \tag{2-9}$$

Produsul GD^2 poartă numele de *moment de girație* sau *moment de volant* al sistemului și se măsoară în sistemul de unități MKS în Nm^2, iar în sistemul mecanic în kgm^2.

Obișnuit, greutatea G a inelului fictiv se ia egală cu greutatea reală a părților învîrtitoare ale sistemului motor-mecanism. În acest caz, D

este ceea ce se cheamă *diametrul redus de giratie sau de inerție* al sistemului.

Ținînd seama de relația (2-9), ecuațiile de mișcare (2-6) și (2-8), în care înlocuim pe Ω cu $\frac{2\pi n}{60} = \frac{\pi n}{30}$, devin:

$$M = \frac{GD^2}{4g} \cdot \frac{d}{dt}\left(\frac{\pi n}{30}\right) + M_s$$

și

$$M = \frac{GD^2}{4g} \cdot \frac{d}{dt}\left(\frac{\pi n}{30}\right) + \frac{\pi^2 n^2}{2 \cdot 30^2} \cdot \frac{d}{d\alpha}\left(\frac{GD^2}{4g}\right) + M_s$$

sau, după înlocuirile $g = 9{,}81 \frac{m}{s^2}$ și $\pi = 3{,}14$ rad:

$$M = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + M_s \qquad (2\text{-}10)$$

și

$$M = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{n^2}{7150} \cdot \frac{d}{d\alpha}(GD^2) + M_s \cdot \qquad (2\text{-}11)$$

Relațiile (2-10) și (2-11) constituiesc alte două forme ale ecuației de mișcare a sistemului motor-mecanism.

2-4. Reducerea cuplului static M_s la arborele motorului

Deoarece dimensiunile și, deci, costul unui motor sînt cu atît mai mici cu cît viteza de rotație a motorului este mai mare, în timp ce viteza de rotație optimă a unui mecanism este, în general, redusă (cuprinsă obișnuit între $30 - 200 \frac{rot}{min}$), mecanismul executor nu se cuplează direct pe arborele motorului, ci este cuplat cu acest arbore prin intermediul unor transmisii (roți dințate, melci, curele etc.), care reduc viteza la arborele mecanismului la viteza sa optimă.

De aceea, este nevoie să se reducă la arborele motorului cuplul static rezistent M_s, datorit tuturor forțelor statice, atît a celor utile, cît și a celor de frecare.

Pentru aceasta, să considerăm, mai întîi, cazul simplu al unei transmisii alcătuită dintr-o singură pereche de roți dințate, cu alte cuvinte, cu o singură treaptă de reducere a vitezei, așa cum se vede în fig. 2-6. Fie Ω viteza unghiulară a motorului de acționare și Ω_s, aceea a mecanismului executor. Însemnînd cu η randamentul transmisiei, cu M_s cuplul static rezistent la arborele mecanismului executor și cu M_r cuplul static rezistent la arborele motorului, avem evident:

$$M_r \Omega = \frac{1}{\eta} M_s \cdot \Omega_s ,$$

Scanned with OKEN Scanner

de unde :

$$M_r = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{\Omega_s}{\Omega} M_s = \frac{1}{\eta k} M_s , \qquad (2\text{-}12)$$

în care k este raportul de transmisie, adică raportul dintre viteza unghiulară Ω a motorului și viteza unghiulară Ω_s a mecanismului executor.

Cuplul M_r, dat de relația (2-12), cuplu aplicat la arborele motorului, poartă numele de *cuplu static redus la arborele acestuia.*

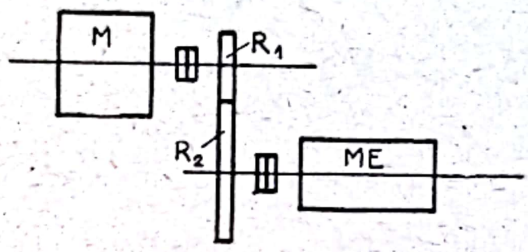


Fig. 2-6. *M*- motor ; *ME*- mecanism executor ; R_1 și R_2- roți dințate

Expresia (2-12), care dă cuplul static redus la arborele motorului, stabilită pentru cazul transmisiei din fig. 2-6 cu o singură treaptă de reducere a vitezei, este valabilă oricîte trepte de reducere ar avea transmisia dintre motor și mecanismul executor.

Intr-devăr, fie M_r și Ω cuplul static redus la arborele motorului și viteza unghiulară a acestuia ; M_1 și Ω_1, M_2 și Ω_2, ... M_{n-1} și Ω_{n-1} cuplurile statice reduse la prima, la a doua, ... la a $(n\text{-}1)^a$ treaptă de reducere și

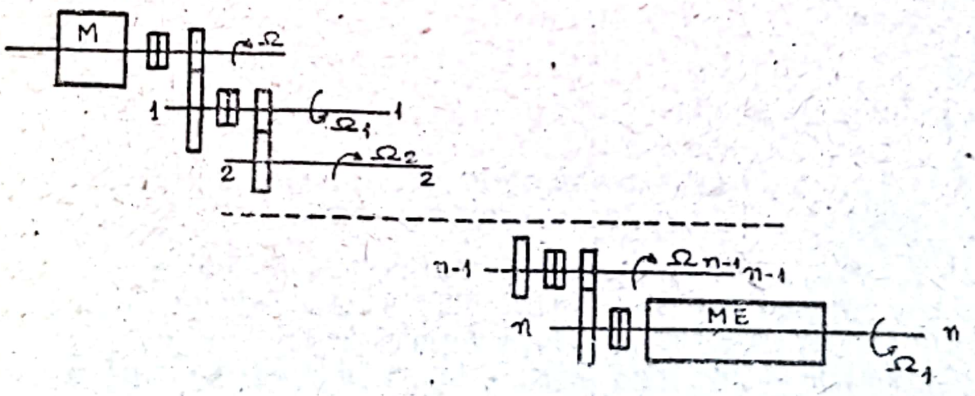


Fig. 2-7. *M*- motor ; *ME*- mecanism executor ; 1-1, 2-2, . . . arborii treptelor de reducere

vitezele unghiulare corespunzătoare acestor trepte ; M_s și Ω_s cuplul static și viteza unghiulară a mecanismului executor de pe ultima treaptă de reducere (fig. 2-7).

Avem, aplicînd succesiv relația (2-12), începînd de la arborele mecanismului executor spre arborele motorului :

$$M_{n-1} = \frac{1}{\eta_n} \cdot \frac{\Omega_s}{\Omega_{n-1}} \cdot M_s ,$$

$$M_{n-2} = \frac{1}{\eta_{n-1}} \cdot \frac{\Omega_{n-1}}{\Omega_{n-2}} M_{n-1} = \frac{1}{\eta_n \eta_{n-1}} \cdot \frac{\Omega_s}{\Omega_{n-2}} M_s$$

$$M_{n-3} = \frac{1}{\eta_{n-2}} \cdot \frac{\Omega_{n-2}}{\Omega_{n-3}} M_{n-2} = \frac{1}{\eta_n \eta_{n-1} \eta_{n-2}} \cdot \frac{\Omega_s}{\Omega_{n-3}} M_s ,$$

. . . . . .

$$M_1 = \frac{1}{\eta_2} \cdot \frac{\Omega_2}{\Omega_1} M_2 = \frac{1}{\eta_n \eta_{n-1} \cdots \eta_2} \frac{\Omega_s}{\Omega_1} M_s ,$$

$$M_r = \frac{1}{\eta_1} \cdot \frac{\Omega_1}{\Omega} M_1 = \frac{1}{\eta_n \eta_{n-1} \cdots \eta_2 \eta_1} \cdot \frac{\Omega_s}{\Omega} M_s ,$$

în care $\eta_1, \eta_2, \cdots \eta_{n-1}, \eta_n$ sînt randamentele corespunzătoare diferitelor trepte de reducere a vitezelor, începînd de la arborele motorului spre arborele mecanismului.

Însemnînd cu η randamentul total al transmisiei

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \cdots \cdot \eta_{n-1} \cdot \eta_n$$

și cu k raportul de transmisie

$$k = \frac{\Omega}{\Omega_s} ,$$

ultima din relațiile de mai sus, care ne dă cuplul static redus la arborele motorului, devine :

$$M_r = \frac{1}{\eta \cdot k} M_s$$

relație identică cu relația (2-12).

2-5. Reducerea momentelor de inerție și a celor de girație la arborele motorului

Fie $J_1, J_2, J_3, \cdots J_n$ momentele de inerție ale tuturor maselor care se învîrtesc în jurul diferiților arbori, mase care alcătuiesc sistemul motor-mecanism, și $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \ldots\ldots \Omega_n$ vitezele unghiulare ale acestor mase, J_1 și J_n fiind momentele de inerție ale maselor ce se învîrtesc în jurul arborelui motor și al arborelui mecanismului executor, iar Ω_1 și Ω_n, vitezele unghiulare respective : $\Omega_1 = \Omega$ și $\Omega_n = \Omega_s$.

Energia cinetică totală a sistemului mecanism-motor este :

$$A = \frac{1}{2} J_1 \Omega_1^2 + \frac{1}{2} J_2 \Omega_2^2 + \ldots + \frac{1}{2} J_i \Omega_i^2 + \ldots + \frac{1}{2} J_n \Omega_n^2$$

sau, sub formă prescurtată :

$$A = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} J_i \Omega_i^2 \cdot \qquad (2\text{-}13)$$

Scanned with OKEN Scanner

Să înlocuim acum toate masele în rotație, mase care se învîrtesc în jurul diferiților arbori, printr-o singură masă care se învîrtește în jurul arborelui motorului și al cărei moment de inerție J_r să fie astfel încît energia sa cinetică să fie egală cu energia cinetică a întregului sistem, energie dată de relația (2-13). Vom avea:

$$\frac{1}{2} J_r \Omega^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} J_i \Omega_i^2 .$$

Împărțind cu $\frac{1}{2}\Omega^2$ amîndoi termenii relației astfel obținute, căpătăm:

$$J_r = \sum_{i=1}^{n} J_i \left(\frac{\Omega_i}{\Omega}\right)^2$$

sau, dacă notăm cu k_i raportul de transformare $\frac{\Omega}{\Omega_i}$, raport corespunzător treptei i de transformare:

$$J_r = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{k_i^2} J_i . \qquad (2\text{-}14)$$

Momentul de inerție J_r, definit de această relație, este momentul de inerție al sistemului, redus la arborele motorului.

Ținînd seama de relația (2-9), putem transforma relația (2-14) astfel ca să apară, în locul momentelor de inerție J_r și J_i, diametrele de girație sau de inerție D_r și D_i:

$$\frac{GD_r^2}{4g} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{k_i^2} \cdot \frac{G_i D_i^2}{4g}$$

sau

$$GD_r^2 = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{k_i^2} G_i D_i^2 . \qquad (2\text{-}15)$$

Produsul GD_r^2, în care G este greutatea reală a părților învîrtitoare:

$$G = \sum_{i=1}^{n} G_i$$

poartă numele de *moment de girație* sau *moment de volant* al sistemului redus la arborele motorului, D_r fiind diametrul de girație redus al sistemului.

2-6. Reducerea maselor aflate în mișcare de translație

Pînă în prezent, am presupus că toate părțile mobile ale sistemului motor-mecanism sînt animate de mișcări de rotație și am redus momentele de inerție și pe cele de girație la unul din arborii în jurul cărora se învîrtesc aceste părți, anume la arborele motorului.

De multe ori, însă, cum este cazul mecanismelor de ridicat sau a acelora de transport, anumite părți ale sistemului motor-mecanism execută mișcări de translație.

Scanned with OKEN Scanner

Este nevoie, în acest caz, să se înlocuiască masele părților ce execută astfel de mișcări printr-o masă echivalentă din punct de vedere al energiei cinetice, masă animată de o mișcare de rotație în jurul arborelui motor.

Pentru aceasta, notînd cu m masa care execută mișcarea de translație, cu v viteza ei lineară, cu Ω viteza unghiulară a arborelui motor și cu J_r' momentul de inerție față de arborele motor al masei echivalente, scriem egalitatea dintre energiile cinetice ale celor două mase:

$$J_r' \frac{\Omega^2}{2} = \frac{mv^2}{2},$$

de unde:

$$J_r' = m\left(\frac{v}{\Omega}\right)^2. \qquad (2\text{-}16)$$

De la acest moment de inerție, redus la arborele motorului, al masei m care execută mișcarea de translație, se poate trece ușor, servindu-ne de relația (2-9), la expresia care dă momentul de girație redus $G' D_r'^2$ al acestei mase:

$$G' D_r'^2 = 4gm\left(\frac{v}{\Omega}\right)^2.$$

sau, fiindcă obișnuit G' reprezintă greutatea reală a masei m ($G' = mg$):

$$G' D_r'^2 = 4G'\left(\frac{v}{\Omega}\right)^2. \qquad (2\text{-}17)$$

2-7. Mecanismul bielă-manivelă

Să considerăm mecanismul cu bielă și manivelă, reprezentat schematic în fig. 2-8 și fie G' greutatea masei căreia biela îi imprimă mișcarea de translație. Se cere să se determine momentul de inerție și cel de girație al masei a cărei greutate este G', reduse la arborele motorului.

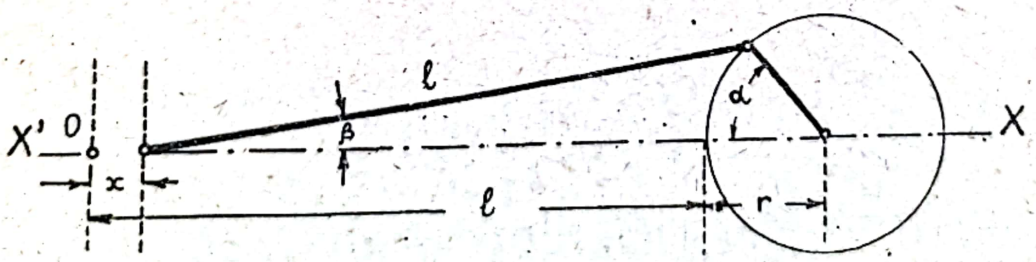


Fig. 2-8. Mecanism cu bielă și manivelă

Însemnînd cu x deplasarea lineară a greutății G' față de punctul mort O, cu l și r lungimea bielei și aceea a manivelei, cu β și α unghiurile pe care le fac biela și manivela cu axa X'-X (fig. 2-8), avem:

$$x = l + r - l\cos\beta - r\cos\alpha. \qquad (2\text{-}18)$$

Derivînd această relație în raport cu timpul t, obținem viteza de translație v a greutății G':

$$v = \frac{dx}{dt} = l \sin\beta \frac{d\beta}{dt} + r \sin\alpha \cdot \frac{d\alpha}{dt}$$

sau, ținînd seama că

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{d\beta}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt}$$

și că $\frac{d\alpha}{dt} = \Omega$ este viteza unghiulară a arborelui motor:

$$v = \left(l \sin\beta \cdot \frac{d\beta}{d\alpha} + r \sin\alpha \right) \Omega. \qquad (2\text{-}19)$$

Cum însă

$$l \sin\beta = r \sin\alpha \quad \text{și} \quad \frac{d\beta}{d\alpha} = \frac{r}{l} \cdot \frac{\cos\alpha}{\cos\beta},$$

relația (2-19) devine:

$$v = \Omega r \sin\alpha \left(\frac{r}{l} \cdot \frac{\cos\alpha}{\cos\beta} + 1 \right)$$

sau încă, deoarece $\frac{r}{l} = \frac{\sin\beta}{\sin\alpha}$:

$$v = \Omega r \sin\alpha \frac{\sin\beta\cos\alpha + \sin\alpha\cos\beta}{\sin\alpha\cos\beta} = \frac{\Omega r \sin(\alpha+\beta)}{\cos\beta} \qquad (2\text{-}20)$$

Ținînd seama de această din urmă relație, relațiile (2-16) și (2-17) devin:

$$J_2' = \frac{G'}{g} \cdot \frac{r^2 \sin^2(\alpha+\beta)}{\cos^2\beta} \qquad (2\text{-}21)$$

și

$$G' D_r'^2 = \frac{4 G' r^2 \sin^2(\alpha+\beta)}{\cos^2\beta} \qquad (2\text{-}22)$$

Din ultimele două relații se vede că momentele reduse de inerție J_r' și de girație $G' D_r'^2$ variază, în cazul unui mecanism cu bielă și manivelă, odată cu unghiul α.

Scanned with OKEN Scanner

2.8. Ecuațiile generale de mișcare ale sistemului motor-mecanism

Ținînd seama de formulele stabilite mai sus pentru reducerea la un singur arbore, la arborele motorului, a cuplului static M_s [formula (2-12)], a momentelor de inerție [formulele (2-14) și (2-16)] și a celor de giratie sau de volant [formulele (2-15) și (2-17)], vom obține ecuațiile de mișcare ale sistemului motor-mecanism executor pentru cazul general, cînd mecanismul executor nu este cuplat direct pe arborele motorului, acest mecanism putînd avea și părți învîrtitoare și părți în mișcare de translație, înlocuind în relațiile (2-6), (2-8), (2-10) și (2-11), cuplul static M_s, momentul de inerție J și momentul de giratie sau de volant GD^2 prin momentele corespunzătoare M_r, J_r și GD_r^2 reduse la arborele motorului:

$$M = J_r \frac{d\Omega}{dt} + M_r, \tag{2-23}$$

$$M = J_r \frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega^2}{2} \cdot \frac{dJ_r}{d\alpha} + M_r, \tag{2-24}$$

$$M = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + M_r, \tag{2-25}$$

$$M = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{n^2}{7150} \cdot \frac{d}{d\alpha}(GD_r^2) + M_r. \tag{2-26}$$

La aplicarea formulelor stabilite mai sus, trebuie să dăm o atenție deosebită semnului pe care urmează să-l atribuim cuplului static M_r, cuplului dinamic M_j corespunzător inerției maselor în mișcare ale sistemului motor-mecanism, cuplu exprimat în aceste formule în funcție de momentul de inerție J_r și de viteza unghiulară Ω, sau în funcție de momentul de giratie sau de volant GD_r^2 și de viteza de rotație n, și cuplul M al motorului.

Cuplul static M_r, care depinde de proprietățile mecanismului executor și care poate să fie constant sau poate varia în funcție de diferiți parametri ai mecanismului, se opune, în general, mișcării. În acest caz, cuplul M_r este socotit pozitiv și i se atribuie semnul + (plus). Dar, cuplul static M_r poate, în unele împrejurări, să ajute mișcarea, cum este, de exemplu, cazul cuplului static al troliului unui cărucior de pod rulant în timpul scoborîrii unei greutăți. În acest caz, cuplul M_r este socotit negativ și i se atribuie semnul — (minus).

Cuplul dinamic M_j se opune mișcării în perioada de pornire a sistemului motor-mecanism, cînd, pentru accelerarea pieselor în mișcare, motorul trebuie să dezvolte un cuplu suplimentar pentru a învinge inerția maselor; acest cuplu ajută mișcarea în perioada de oprire a sistemului, datorită aceleiași inerții a maselor în mișcare. În primul caz, cuplul M_j este pozitiv și trebuie să i se atribuie semnul + (plus); în al doilea caz, el este negativ și trebuie să i se atribuie semnul — (minus).

În ceea ce privește cuplul motor M, acesta se socotește pozitiv și i se atribuie semnul + (plus), atunci cînd el generează mișcarea și negativ, atunci cînd se opune mișcării (cazul frînării), cînd i se atribuie semnul — (minus).

Scanned with OKEN Scanner

2.9. Determinarea aproximativă a timpului de pornire și a celui de oprire a sistemului motor-mecanism

Să considerăm procesul de pornire al unui sistem motor-mecanism al cărui moment de giratie sau de volant GD_r^2 este constant și să presupunem că momentul static M_r al sistemului nu variază. Admițind că și cuplul M al motorului rămîne constant în tot timpul procesului de pornire, atunci, separînd variabilele din ecuația de mișcare (2-25), obținem:

$$dt = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{M - M_r} \cdot \tag{2-27}$$

Integrînd această relație între limitele $n = 0$ și $n = n_1$, n_1 fiind viteza de regim, obținem durata de pornire a sistemului

$$t_p = \int_0^{n_1} \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{M - M_r} = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{n_1}{M - M_r} \cdot \tag{2-28}$$

Se vede din această relație că durata de pornire a sistemului este proporțională cu viteza de regim n_1 și cu momentul de giratie sau de volant GD_r^2 și invers proporțională cu diferența $M - M_r$, diferență care reprezintă cuplul dinamic de accelerare.

Să considerăm acum procesul de oprire a aceluiași sistem. Dacă, deconectînd motorul de la rețea, cuplul static rezistent M_r rămîne constant, atunci ecuația (2-27), în care facem pe $M = 0$, ne dă, prin integrarea sa între limitele $n = n_1$ și $n = 0$, durata de oprire a sistemului.

$$t_f = \int_{n_1}^{0} \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{-M_r} = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{n_1}{M_r} \cdot \tag{2-29}$$

Durata de oprire, de autofrînare a sistemului este, deci, proporțională cu turația de regim n_1 și cu momentul de giratie GD_r^2 și invers proporțională cu cuplul static rezistent M_r, redus la arborele motorului.

Formulele (2-28) și (2-29), care ne dau durata de pornire și durata de oprire a unui sistem motor-mecanism, au fost deduse în ipoteza că mărimile GD_r^2, M_r și M sînt constante.

Or, dacă momentul de giratie GD_r^2 este, în general, constant, în schimb cuplul static rezistent M_r și, în special, cuplul motor M sînt funcțiuni de viteza de rotație n a sistemului.

In consecință, formulele stabilite mai sus ne dau numai niște valori aproximative ale timpului de pornire t_p și ale celui de oprire t_f. Totuși, ele ne dau indicațiuni prețioase asupra posibilității de reducere a timpului de pornire și de oprire la un sistem motor-mecanism.

Intr-adevăr, t_p și t_f fiind niște mărimi proporționale cu momentul de giratie sau de volant GD_r^2, rezultă că micșorarea acestui moment atrage după sine micșorarea timpului de pornire și a celui de oprire a sistemului. S-au construit în acest scop motoare speciale, atît de curent alternativ cît și de curent continuu, motoare avînd rotorul mai lung și de un diametru mai redus, al căror moment de giratie este cu 20—30% mai mic decît acela al motoarelor obișnuite.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă totuși, cu toată folosirea acestor motoare speciale, nu se poate obține durata de pornire sau de oprire dorită, se recurge la fracționarea puterii motoare necesare unei acționări, montînd pe același ax două motoare, de exemplu, în locul unuia singur, fiecare din ele avînd o putere egală cu jumătate din puterea necesară. În felul acesta, ținînd seama că greutatea totală a rotoarelor celor două motoare este aproximativ egală cu greutatea rotorului motorului de putere dublă pe care-l înlocuiesc și că diametrul lor de inerție este, în consecință, aproximativ de două ori mai mic decît acela al rotorului motorului de putere dublă, se ajunge la reducerea cu 30—40% a momentului de giratie al sistemului.

2-10. Caracteristicile mecanice ale mecanismelor executoare

Pentru a putea alege în mod judicios motorul necesar unui mecanism executor, trebuie să cunoaștem modul în care variază viteza de rotație n a mecanismului executor și, deci, viteza de rotație n a motorului de acționare în funcție de cuplul rezistent M_r al mecanismului.

Relația $n = f(M_r)$, care ne dă legătura dintre viteza unghiulară n și cuplul rezistent M_r poartă numele de *„caracteristica mecanică a mecanismului executor"*.

Se înțelege că fiecare mecanism executor își are caracteristica sa mecanică proprie și că această caracteristică diferă de la mecanism la mecanism. Totuși se pot împărți caracteristicile mecanice ale mecanismelor executoare în trei categorii: a) *caracteristici mecanice independente de viteză*, b) *caracteristici mecanice rectilinii ascendente* și c) *caracteristici mecanice parabolice*.

a) La mecanismele a căror caracteristică mecanică este independentă de viteză, cuplul static rezistent M_r al mecanismului este constant, el nu depinde de viteza de rotație n.

O caracteristică mecanică independentă de viteză se reprezintă în planul axelor de coordonate $n - M_r$ printr-o dreaptă paralelă cu axa ordonatelor (dreapta 1 din fig. 2-9).

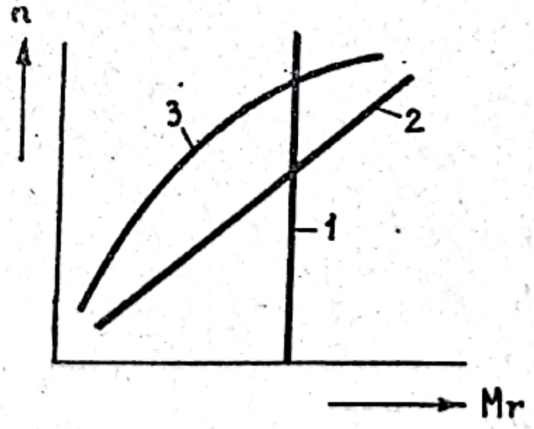


Fig. 2-9. Caracteristicile mecanice ale mecanismelor

Astfel de caracteristici mecanice, independente de viteză, au troliile, macaralele, benzile transportoare cu încărcarea constantă, pompele cu piston cu înălțimea de pompare invariabilă și, cu oarecare aproximație,

toate mecanismele la care cuplul rezistent principal este datorit frecărilor, deoarece, în limita vitezelor de funcționare a acestor mecanisme, cuplul lor de frecare este aproape constant.

b) La mecanismele a căror caracteristică mecanică este rectilinie ascendentă, viteza unghiulară n crește liniar cu cuplul static rezistent al mecanismului.

O caracteristică mecanică rectilinie ascendentă se reprezintă în planul axelor de coordonate $n - M_r$ printr-o dreaptă înclinată față de axele de coordonate (dreapta 2 din fig. 2-9).

Un exemplu de mecanism cu caracteristica mecanică rectilinie ascendentă îl constituie generatorul de curent continuu cu excitația independentă sau cu excitația derivație, care debitează energia electrică asupra unei rezistențe exterioare constante.

c) La mecanismele a căror caracteristică mecanică este parabolică, cuplul rezistent M_r al mecanismului crește cu patratul vitezei de rotație n.

O caracteristică mecanică parabolică se reprezintă în planul axelor de coordonate $n - M_r$ printr-o parabolă a cărei axă este OM_r (curba 3 din fig. 2-9).

Astfel de caracteristici mecanice ale mecanismelor pot fi reprezentate de următoarea formulă empirică:

$$M_r = M_0 + (M_{rn} - M_0)\left(\frac{n}{n_n}\right)^{\alpha}, \qquad (2\text{-}30)$$

în care:

M_r este cuplul static rezistent al mecanismului, corespunzător unei viteze de rotație n oarecare, cuplu datorit atît lucrului mecanic util produs de mecanism cît și frecărilor;

M_{rn} — cuplul static rezistent al mecanismului, corespunzător vitezei nominale n_n;

M_0 — cuplul rezistent al mecanismului datorit numai frecărilor; iar

α — un coeficient numeric: zero în cazul caracteristicii independente de viteză, 1 în cazul caracteristicii rectilinii ascendente și 2 în cazul caracteristicii mecanice parabolice.

2-11. Caracteristicile mecanice ale motoarelor electrice

Proprietățile mecanice ale unui motor electric trebuie să corespundă cerințelor mecanismului executor acționat de acest motor. Și aceste cerințe sînt multe. Ele privesc regimul permanent de lucru al motorului, regimul de pornire, acela de frînare, supraîncărcarea motorului, variația vitezei sale în funcție de încărcare etc.

La alegerea motorului, astfel încît proprietățile sale să corespundă cît mai exact cerințelor impuse de mecanismul executor, ne servim de caracteristicile mecanice ale acestuia.

Se înțelege prin *caracteristică mecanică* a unui motor o relație de forma $n = f(M)$ sau $n = \varphi(I)$, care dă viteza de rotație a acestuia în funcție de cuplul motor M sau de curentul I cerut de motor de la rețea.

Caracteristicile mecanice ale motoarelor pot fi împărțite, după parametrii lor electrici și magnetici (tensiune, frecvență, flux magnetic), în: caracteristici mecanice naturale și caracteristici mecanice artificiale.

Scanned with OKEN Scanner

Prin *caracteristică mecanică naturală* a unui motor se înțelege caracteristica mecanică de forma $n = f(M)$ sau $n = \varphi(I)$ la a cărei ridicare, parametrii electrici și magnetici avînd valorile lor nominale, nu se conectează nici o rezistență exterioară în circuitul indusului.

Astfel, caracteristica mecanică naturală a unui motor asincron se ridică pentru tensiunea și frecvența nominală, rezistența exterioară din circuitul rotorului fiind zero; iar caracteristica mecanică naturală a unui motor de curent continuu, cu excitația derivație, se ridică pentru tensiunea și fluxul nominal, în circuitul indusului nefiind conectată nicio rezistență exterioară.

Dacă însă, caracteristicile mecanice $n = f(M)$ și $n = \varphi(I)$ se ridică pentru parametri electrici sau magnetici diferiți de cei nominali, sau pentru diferite rezistențe intercalate în circuitul indusului, ele poartă numele de *caracteristici mecanice artificiale.*

Este evident, din cele spuse mai sus, că fiecare motor are o singură caracteristică mecanică naturală și o sumedenie, teoretic un număr infinit, de caracteristici mecanice artificiale.

După felul în care variază viteza n a unui motor, în funcție de cuplul său M, caracteristicile mecanice se împart în: caracteristici supra-rigide (absolut rigide) sau sincrone, caracteristici rigide, caracteristici moi și caracteristici asincrone.

La caracteristicile supra-rigide sau sincrone, viteza motorului este riguros constantă. Ea este deci independentă de cuplul M al motorului. Astfel de caracteristici au motoarele sincrone.

La caracteristicile rigide, căderea procentuală de viteză $\Delta n\%$, de la mersul în gol la mersul cu sarcina nominală, cădere dată de formula cunoscută

$$\Delta n\% = \frac{n_0 - n_n}{n_n} 100,$$

în care n_0 este viteza la mersul în gol și n_n viteza nominală, este de $2 \div 10\%$. Astfel de caracteristici au motoarele de curent continuu cu excitația derivație, motiv pentru care ele mai poartă și numele de *caracteristici derivație.* Caracteristicile rigide sau derivație se întîlnesc și la motoarele asincrone pe anumite porțiuni ale caracteristicilor lor de funcționare.

La caracteristicile moi, căderea procentuală de viteză depășește 10%. O astfel de caracteristică este într-adevăr moale dacă $\Delta n\% > 20\%$; dacă însă $\Delta n\%$ este cuprinsă între 10% și 20%, caracteristica se spune că este semi-moale. Caracteristici semi-moi întîlnim la motoarele de curent continuu cu excitația derivație la care este conectată o mică rezistență în circuitul indusului; iar caracteristici moi întîlnim la motoarele asincrone la care este conectată o mare rezistență în circuitul rotorului, la motoarele de curent continuu cu excitația serie și la motoarele de curent continuu cu excitația derivație care au conectate rezistențe mari în circuitul indusului.

Caracteristicile asincrone, întîlnite la motoarele cu același nume, se deosebesc de caracteristicile rigide și de acele moi prin faptul că la aceste motoare cuplul crește pe măsură ce alunecarea crește, deci viteza scade pînă la o anumită valoare, pentruca, apoi, cuplul să scadă odată cu scăderea vitezei sau creșterea alunecării.

Scanned with OKEN Scanner

Rezultă numai din aceste definiții că, așa după cum am afirmat la început, cunoașterea caracteristicilor mecanice ale motoarelor este extrem de utilă pentru alegerea motorului necesar unei acționări.

Într-adevăr, unele mecanisme executoare, cum sînt mașinile unelte de prelucrare prin așchiere, unele tipuri de laminoare, mașinile de fabricat hîrtie etc. cer ca variația vitezei, în funcție de încărcare, să fie extrem de mică. Pentru aceste mecanisme se vor alege motoare cu caracteristica mecanică supra-rigidă sau, cel puțin, cu caracteristica rigidă. Alte mecanisme executoare, cum sînt, în special, mecanismele de transport, cer, din contra, o mare variație a vitezei în funcție de încărcare. Pentru aceste mecanisme se vor alege motoare cu caracteristici mecanice moi.

Industriile electrotehnice producînd un foarte mare număr de motoare, de puteri și viteze nominale diferite, ar trebui ca proiectanții de acționări electrice să dispună de un foarte bogat material documentar, să dispună de caracteristicile mecanice ale tuturor motoarelor ce se construiesc.

Pentru a evita nevoia adunării caracteristicilor tuturor motoarelor dintr-o serie, sau nevoia de a trasa, pe baza datelor corespunzătoare fiecărui motor din serie, caracteristica sa mecanică, s-a recurs la trasarea unor caracteristici mecanice valabile pentru serii complete de motoare, caracteristici care poartă numele de *„caracteristici universale"*.

In acest scop se exprimă diferiții parametri ai unui motor în valori relative, valoarea relativă a unui parametru, exprimată obișnuit în procente, fiind raportul dintre o anumită valoare a parametrului și valoarea sa nominală. Astfel valoarea relativă a curentului I, exprimată în procente, este $i = \frac{I}{I_n} 100\%$, aceea a vitezei $\nu = \frac{n}{n_n} 100\%$; iar aceea a cuplului motor $\mu = \frac{M}{M_n} 100\%$.

Caracteristicile mecanice $n = f(M)$, sau caracteristicile $n = \varphi(I)$ ale motoarelor de diferite puteri și viteze nominale, făcînd parte, însă, dintr-o aceeași serie, caracteristici trasate în valori relative, $\nu = f(\mu)$ și $\nu = \varphi(i)$, sînt identice sau diferă foarte puțin una de alta, diferențele acestea fiind cuprinse în limitele erorilor admisibile.

În consecință, caracteristicile mecanice ale tuturor motoarelor dintr-o aceeași serie se pot reprezenta printr-o singură caracteristică, caracteristica universală a seriei, construită în valori relative.

Tabela 2-1

Valorile relative ale parametrilor electrici ai motoarelor serie

$i\%$	$\nu\%$	$\mu\%$	$i\%$	$\nu\%$	$\mu\%$
40	152,5	26	140	90	154
60	121	49	160	86,5	182,5
80	107,5	74,5	180	81,6	210
100	100	100	200	78,3	238,5
120	94 5	127,3			

În tabela 2-1, sînt trecute datele caracteristicii universale a motoarelor de macara, motoare de curent continuu cu excitație serie, pe care industria

electrotehnică sovietică le construiește pentru macaralele produse la uzina „Dinamo".

Se înțelege că, odată cunoscută caracteristica universală a unei serii de motoare, se poate trasa ușor caracteristica mecanică a oricărui motor din această serie, cunoscîndu-i doar datele sale nominale.

2-12. Caracteristica comună a sistemului motor-mecanism

La o funcționare în regim staționar sau permanent a unui sistem motor-mecanism executor, cu o anumită viteză de regim n, cuplul M al motorului echilibrează cuplul static rezistent M_r al mecanismului executor. Într-adevăr n și deci Ω fiind constante, relațiile (2-23) sau (2-25) ne dau:

$$M = M_r$$

Dacă cuplul static rezistent al mecanismului executor variază, atunci, pentru un moment, echilibrul este rupt. Viteza unghiulară a sistemului, n sau Ω, crește, dacă cuplul M_r scade, și scade, dacă acest cuplu crește și, ca urmare, cuplul motor M variază automat, scade sau crește, pînă ce echilibrul se restabilește din nou și sistemul motor-mecanism va funcționa din nou în regim permanent, bine înțeles cu o altă viteză de rotație.

La toate motoarele, afară de motoarele electrice, pentru restabilirea echilibrului dintre cuplul motorului și cuplul static rezistent al mecanismului executor este nevoie de dispozitive speciale de reglare, dispozitive care micșorează sau măresc, după împrejurări, cantitatea admisă în motor a fluidului de lucru: apă, aburi, combustibil etc.

La motoarele electrice, echilibrarea se face automat de către forța lor electromotoare, ceea ce constituie unul din multele avantaje ale acestor motoare.

Astfel, dacă dreapta 1 din fig. 2-10 reprezintă caracteristica mecanică, independentă de viteză, a unei benzi de transport pentru o anumită încărcare a acesteia, încărcare căreia îi corespunde cuplul static rezistent M_{r1}, dacă dreapta 2 reprezintă caracteristica mecanică a benzii transportoare pentru o altă încărcare, căreia îi corespunde cuplul static rezistent M_{r2},

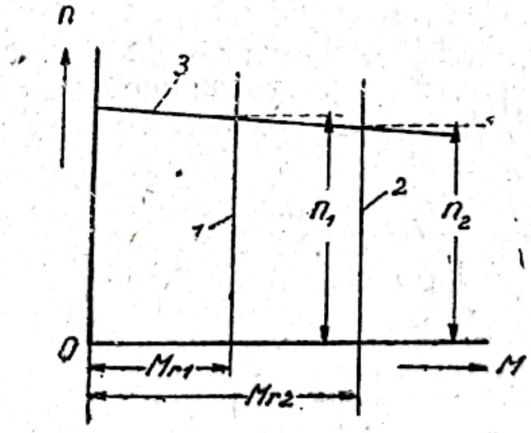


Fig. 2-10. Caracteristica mecanică a benzii de transport și caracteristica mecanică a motorului de acționare

iar 3 reprezintă caracteristica mecanică a motorului de curent continuu cu excitația derivație care acționează banda, atunci, schimbînd încărcarea benzii de la M_{r1} la M_{r2}, viteza motorului scade pentru un moment,

forța sa electromotoare scade, curentul din indus crește și cuplul M al motorului crește pînă echilibrează noul cuplu rezistent M_{r2} al benzii de transport. Sistemul, care funcționa la început cu viteza de regim n_1, va continua să lucreze în regim staționar, după ce M ajunge egal cu M_{r2}, cu viteza de regim n_2.

Pentru a studia viteza unui sistem motor-mecanism, se obișnuiește să se traseze în aceeași diagramă atît caracteristica mecanică a motorului, cît și caracteristica mecanică a mecanismului executor. Se însumează apoi abscisele (valorile corespunzătoare cuplurilor rezistente și motoare corespunzătoare diferitelor viteze de rotație) și se obține astfel caracteristica mecanică a sistemului motor-mecanism executor.

În fig. 2-11, 1 reprezintă caracteristica mecanică a motorului care acționează un mecanism executor a cărui caracteristică mecanică este dată de curba 2, iar 3 reprezintă caracteristica mecanică a sistemului, obținută prin însumarea caracteristicelor 1 și 2.

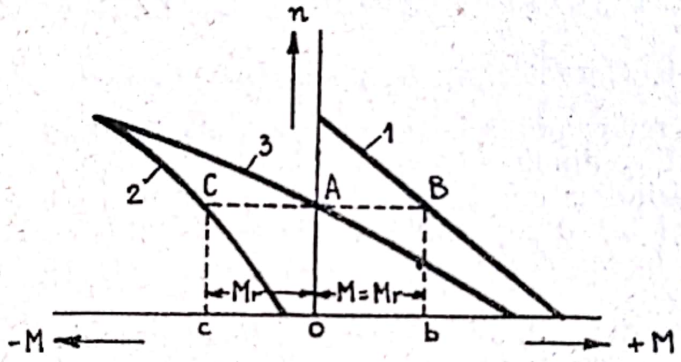


Fig. 2-11. Caracteristica comună a sistemului motor-mecanism executor

Cînd sistemul lucrează în regim permanent, cuplul motor M, reprezentat prin segmentul $\overline{Ob}$ din diagramă, este egal cu cuplul rezistent al mecanismului, cuplu reprezentat prin segmentul $\overline{Oc}$. Viteza de regim n a sistemului este reprezentată prin segmentul $\overline{OA}$.

Se înțelege că pentru ca funcționarea sistemului, a cărui diagramă este reprezentată în fig. 2-11, să fie stabilă, trebuie ca la o creștere a vitezei să corespundă o scădere a cuplului.

CAPITOLUL III

STUDIUL CARACTERISTICILOR MECANICE ALE MOTOARELOR ELECTRICE

A. MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAŢIA DERIVAŢIE

3-1. Caracteristicile mecanice ale motorului

Fig. 3-1 *a* reprezintă schema completă de legătură la rețea a unui motor de curent continuu cu excitația derivație, motorul fiind prevăzut, în afara înfășurării de excitație *D—C*, și cu o înfășurare de comutație *G—H*. Figurile 3-1 *b* și 3-1 *c* reprezintă schemele simplificate de conexiuni ale aceluiași motor, în cea din urmă, fig. 3-1 *c*, înfășurarea de comutație fiind eliminată.

Pentru a exprima analitic caracteristica mecanică a motorului de curent continuu cu excitația derivație, plecăm de la formulele cunoscute din teoria mașinilor electrice:

$$U = R_a I_a + E, \tag{3-1}$$

$$E = K_E n \Phi \tag{3-2}$$

și

$$M = K_M \Phi I_a, \tag{3-3}$$

în care:

U este tensiunea aplicată la bornele motorului;
E — forța electromotoare a indusului;
I_a — curentul din indus;
R_a — rezistența totală a circuitului indusului, alcătuită din rezistența interioară r_a a indusului și din rezistența exterioară R a reostatului;
n — viteza de rotație a motorului;
Φ — fluxul rezultant din indus;
M — cuplul motorului;
K_E și K_M — doi coeficienți care depind de datele constructive ale motorului, coeficienți dați de relațiile:

$$K_E = \frac{pN}{60a} \tag{3-4}$$

și

$$K_M = \frac{pN}{2\pi a}, \tag{3-5}$$

dacă fluxul Φ este socotit în weberi și cuplul M în newtoni-metri, sau de relațiile:

$$K_E = \frac{pN}{60a} 10^{-8}, \tag{3-6}$$

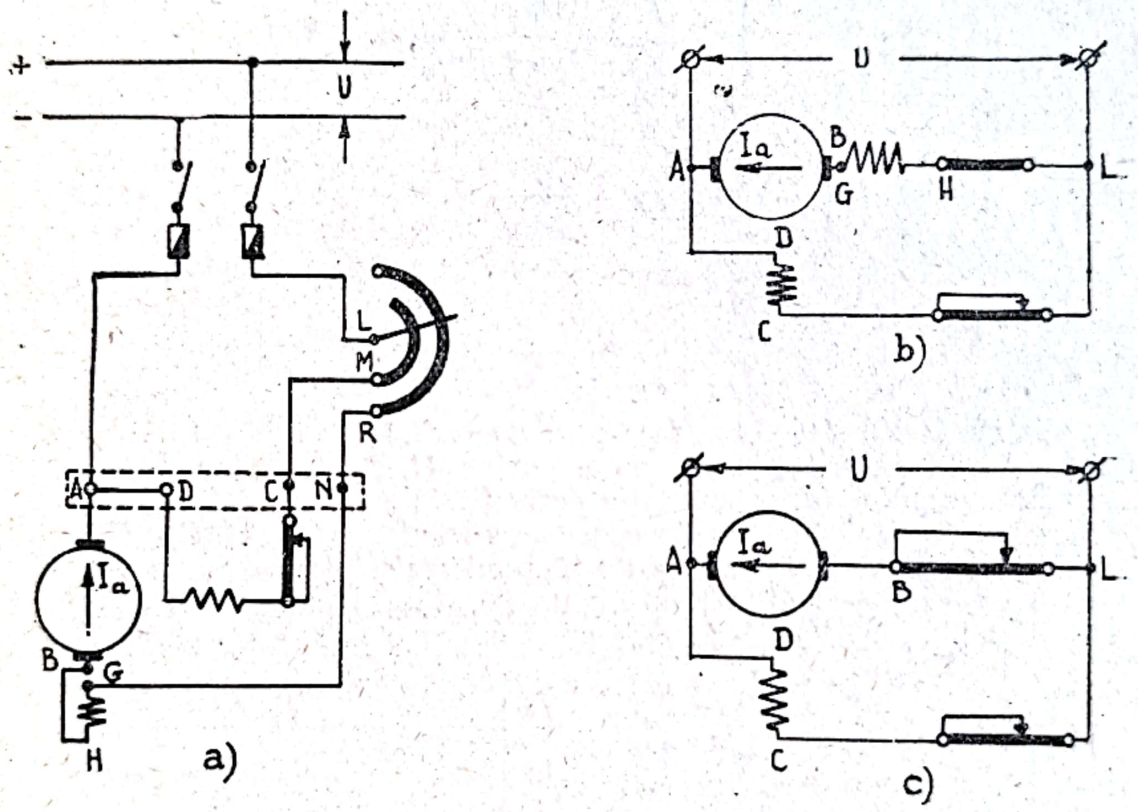


Fig. 3-1. Scheme de conexiuni pentru motorul cu excitație derivație
AB- indus ; *DC*- inductor ; *GH*- înfășurare de comutație

și

$$K_M = \frac{pN}{9{,}81 \cdot 2\pi a} 10^{-3}, \tag{3-7}$$

dacă fluxul Φ este socotit în maxwelli și cuplul M în kilogram-metri.

Înlocuind în relația (3-1) f.e.m. E cu expresia sa dată de relația (3-2), obținem:

$$U = C_E n + R_a I_a, \tag{3-8}$$

în care

$$C_E = K_E \Phi = \frac{pN}{60a} \Phi, \tag{3-9}$$

sau

$$C_E = \frac{pN}{60\,a}\,\Phi\,10^{-8}. \qquad (3\text{-}9\,a)$$

Din relația (3-8), rezultă:

$$n = \frac{U}{C_E} - \frac{R_a}{C_E}\,I_a, \qquad (3\text{-}10)$$

Eliminînd curentul I_a între relațiile (3-3) și (3-10) obținem relația:

$$n = \frac{U}{C_E} - \frac{R_a}{C_E \cdot C_M}\,M, \qquad (3\text{-}11)$$

în care

$$C_M = K_M\,\Phi = \frac{p\,N}{2\,\pi\,a}\,\Phi, \qquad (3\text{-}12)$$

sau

$$C_M = \frac{pN}{9{,}81 \cdot 2\,\pi\,a}\,\Phi \cdot 10^{-8}. \qquad (3\text{-}12\,a)$$

Relațiile (3-10) și (3-11), de forma $n = \varphi(I_a)$ și $n = f(M)$, ne dau, pentru diferite valori atribuite parametrilor U, R_a și Φ, caracteristicile mecanice ale motorului cu excitația derivație.

În ipoteza că fluxul Φ este constant, coeficienții C_E și C_M sînt și ei constanți; iar această ipoteză, atîta timp cît rezistența reostatului de excitație nu variază, deci atîta timp cît nu ne atingem de acest reostat, este perfect valabilă, dacă motorul este prevăzut cu o înfășurare de compensa-

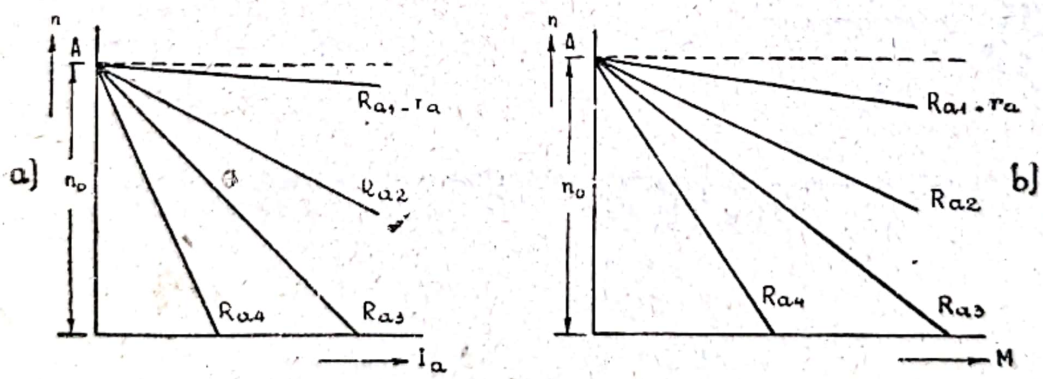


Fig. 3-2. $R_{a1} < R_{a2} < R_{a3} < R_{a4}$. Caracteristicile artificiale ale motorului derivație pentru diferite valori ale rezistenței R_a

ție. Dar, ipoteza aceasta rămîne valabilă și în lipsa unei astfel de înfășurări, dacă se neglijează reacția indusului, eroarea comisă prin această neglijare neprezentînd, în majoritatea cazurilor, nici o însemnătate practică.

În această ipoteză, ecuațiile (3-10) și (3-11) ale caracteristicilor mecanice reprezintă ecuațiile unor familii de drepte.

Atribuind tensiunii U și fluxului Φ valorile lor nominale, cele două familii de drepte, care se obțin dîndu-se diferite valori rezistenței totale R_a a indusului, sînt reprezentate în figurile 3-2 *a* și 3-2 *b*.

Toate dreptele din aceste familii de drepte trec prin punctul A de pe axa ordonatelor. Ordonata n_0 a acestui punct, dată de relația

$$n_0 = \frac{U}{C_E}, \tag{3-13}$$

reprezintă viteza la mersul în gol ideal.

Dreptele cele de mai sus, din fig. 3-2 *a* și fig. 3-2 *b*, drepte care corespund valorii r_a a rezistenței totale a indusului, reprezintă caracteristica mecanică naturală a motorului.

Celelalte drepte din figurile pomenite mai sus, corespunzînd înserării, în circuitul indusului, a unor rezistențe exterioare, cum sînt rezistențele unui reostat de pornire, reprezintă caracteristici mecanice artificiale ale motorului cu excitația derivație.

Variația $\Delta n = n_0 - n$ a vitezei unghiulare a motorului, corespunzătoare unei valori date a curentului I din indus, sau unei valori date M a cuplului motor, variație care, ținînd seama de ecuațiile (3-10) și (3-11), este dată de relațiile:

$$\Delta n = \frac{R_a}{C_E} I_a, \tag{3-14}$$

și

$$\Delta n = \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M, \tag{3-15}$$

este cu atît mai mare cu cît rezistența totală R_a a indusului este mai mare.

Pentru caracteristica mecanică naturală, variația vitezei de la mersul în gol la mersul cu sarcina nominală, $I_a = I_{an}$ sau $M = M_n$, variație socotită în procente față de viteza nominală, este de $2 \div 5\%$, cifra mai mică referindu-se la motoare de putere mai mare. Urmează, deci, că la motoarele de curent continuu cu excitația derivație, caracteristica mecanică naturală este o caracteristică rigidă, o caracteristică derivație.

Prin legarea în serie cu indusul a unor rezistențe exterioare, variația de viteză, așa după cum am arătat mai sus, se mărește. Caracteristicile mecanice devin deci, pe măsură ce rezistența legată în serie cu indusul crește, din ce în ce mai puțin rigide; ele se îndulcesc sau se înmoaie, după cum se spune.

În afară de caracteristicile mecanice artificiale de care a fost vorba mai sus, se pot obține și alte caracteristici artificiale, atribuind tensiunii U aplicate la bornele motorului sau fluxului Φ din indus alte valori decît valorile lor nominale.

Astfel, păstrînd la bornele motorului tensiunea nominală și schimbînd, cu ajutorul reostatului de excitație, valoarea fluxului, dreptele date de ecuațiile (3-10) și (3-11):

$$n = \frac{U}{C_E'} - \frac{R_a}{C_E'} I_a$$

Scanned with OKEN Scanner

și

$$n = \frac{U}{C'_E} - \frac{R_a}{C'_E \cdot C'_M} M,$$

drepte care reprezintă caracteristicile mecanice artificiale ale motorului, vor tăia axa ordonatelor într-un punct a cărui ordonată $n'_0 = \frac{U}{C'_E}$ diferă de ordonata n_0 în care caracteristicile artificiale studiate mai sus tăiau axa ordonatelor, deoarece coeficientul $C'_E = K_E \Phi'$ are de data aceasta altă valoare.

De asemenea, păstrînd pentru fluxul din indus valoarea sa nominală și variind tensiunea aplicată la bornele indusului, vom obține altă serie de caracteristici artificiale.

Urmează, din cele spuse mai sus, că putem schimba alura caracteristicilor mecanice ale unui motor de curent continuu cu excitația derivație, astfel ca aceste caracteristici să satisfacă cît mai complet cerințele mecanismului executor acționat de motor.

3-2. Construirea caracteristicilor mecanice ale motorului

Caracteristica mecanică naturală a unui motor de curent continuu cu excitația derivație fiind, după cum am văzut mai sus, o dreaptă, pentru construcția sa este suficient să determinăm două puncte ale sale. Obișnuit, se determină punctul care corespunde vitezei nominale n_n și punctul care corespunde vitezei n_0 de mers în gol ideal.

Coordonatele (I_{an}, n_n) sau (M_n, n_n) ale primului punct se iau din fișa motorului.

Ordonata n_2 a celui de al doilea punct, care corespunde valorii zero a curentului I_a sau a cuplului M, se calculează cu ajutorul relației (3-13):

$$n_0 = \frac{U}{C_E},$$

ținînd seama că:

$$C_E = K_E \Phi_n = \frac{K_E \Phi_n n_n}{n_n} = \frac{E_n}{n_n} = \frac{U - r_a I_{an}}{n_n}. \qquad (3\text{-}16)$$

Se obține astfel

$$n_0 = \frac{U \cdot n_n}{U - r_a \cdot I_{an}}. \qquad (3\text{-}16\,a)$$

Valorile U, n_n, I_{an} se iau din fișa motorului. În aceea ce privește rezistența r_a a înfășurării indusului, ea nu se găsește, obișnuit, în această fișă.

Dacă se dă rezistența r_a în procente $(a\%)$ din rezistența nominală r_n a motorului, rezistență definită ca raport dintre tensiunea nominală și curentul nominal, atunci:

$$r_a = \frac{a \cdot r_n}{100} = \frac{a}{100} \cdot \frac{U}{I_{an}} \qquad (3\text{-}17)$$

Dacă nu se dă nici valoarea procentuală, față de rezistența nominală a motorului, a înfășurării indusului, atunci rezistența r_a a acestei înfășurări se determină în mod aproximativ, presupunînd, ceea ce ar trebui să fie adevărat în cazul unui motor bine construit, că jumătate din pierderea totală a motorului, la sarcina nominală a acestuia, este egală cu pierderea în cuprul indusului. Se obține în acest fel relația:

$$r_a = \frac{1}{2}(1-\eta_n)\frac{UI_n}{I_n^2}. \qquad (3\text{-}18)$$

sau

$$r_a = \frac{1}{2}(1-\eta_n)\frac{P_n}{I_n^2}, \qquad (3\text{-}18\,a)$$

în care η_n este randamentul motorului la mersul cu sarcina nominală.

Odată trasată caracteristica mecanică naturală, prin punctele $A\ (o, n_0)$ și $B\ (I_{an}, n_n)$ sau $B\ (M_n, n_n)$ (figura 3-3 *a* și figura 3-3 *b*) trasarea tuturor caracteristicilor artificiale este extrem de simplă.

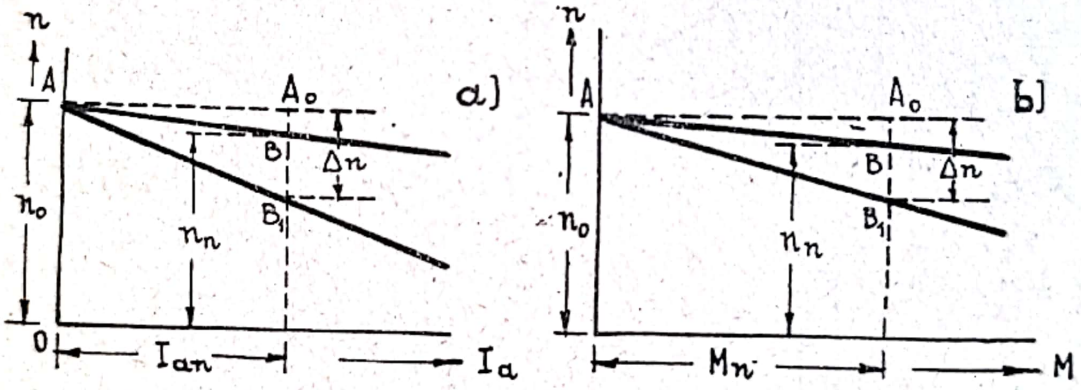


Fig. 3-3. Trasarea caracteristicilor artificiale ale motorului derivație

Astfel, pentru caracteristicile mecanice artificiale corespunzătoare tensiunii nominale și fluxului nominal cunoaștem punctul A în care aceste caracteristici taie axa ordonatelor și rămîne să determinăm numai un al doilea punct al acestor caracteristici, ele fiind, după cum știm, niște linii drepte. Drept acest de al doilea punct se ia, obișnuit, punctul care corespunde sarcinii nominale a motorului, deci curentului nominal I_{an} sau cuplului nominal M_n. Pentru a afla ordonata acestui punct, se determină căderea de viteză Δn de la mersul în gol ideal la mersul cu sarcina nominală, servindu-ne de relația

$$\Delta n = n_0 - n = \frac{R_a}{C_E} I_{an},$$

sau

$$\Delta n = n_0 - n = \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M_n$$

și se măsoară această cădere de viteză, pe ordonata corespunzătoare curentului nominal I_{an} sau cuplului nominal M_n începînd din punctul A_0 de ordonata n_0, în jos, pînă la punctul căutat B_1. Unind punctele A și B_1 se obține caracteristica mecanică artificială corespunzătoare rezistenței totale R_a a indusului, tensiunii nominale U și fluxului nominal Φ.

Pentru a trasa caracteristica mecanică artificială corespunzătoare unei rezistențe totale R_a a indusului, tensiunii nominale U și unui flux Φ' diferit de fluxul nominal Φ, se procedează în felul următor:

Se trasează caracteristica mecanică artificială AB (fig. 3-4) corespunzătoare rezistenței totale R_a a indusului, tensiunii nominale U și fluxului nominal Φ, așa cum s-a arătat mai sus.

Căderea de viteză Δn de la mersul în gol ideal la mersul cu sarcina nominală este dată de relația

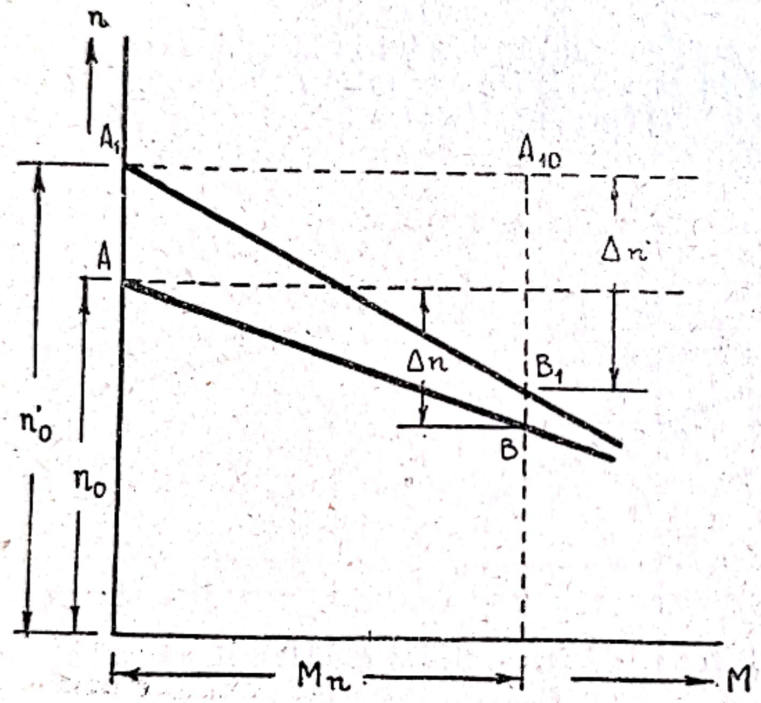


Fig. 3-4. Trasarea caracteristicilor artificiale obținute prin variația fluxului

$$\Delta n = n_0 - n = \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M_n .$$

Ținînd însă seama că

$$n_0 = \frac{U}{C_E},$$

deci că

$$C_E = \frac{U}{n_0}$$

și că

$$\frac{C_E}{C_M} = 1{,}03, \qquad (3\text{-}19)$$

ceea ce rezultă imediat din împărțirea, membru cu membru, a relațiilor (3-9 *a*) și (3-12 *a*), urmează că

$$\Delta n = \frac{R_a}{C_E \cdot \frac{C_E}{1{,}03}} M_n = \frac{1{,}03\, R_a \cdot n_0^2}{U^2} M_n \qquad (3\text{-}20)$$

Pentru noua caracteristică mecanică artificială pe care o căutăm, caracteristică a cărei ordonată la origine $n_0' \neq n_0$, căderea de viteză de la mersul în gol la mersul cu sarcina nominală este:

$$\Delta n' = \frac{1{,}03\, R_a \cdot n_0'^2}{U^2} M_n \cdot$$

Urmează că:

$$\Delta n' = \left(\frac{n_0'}{n_0}\right)^2 \cdot \Delta n \qquad (3\text{-}21)$$

Se determină atunci noua valoare n'_0 a vitezei la mersul în gol ideal și, cu ajutorul acesteia, se trasează punctul A_1 pe axa ordonatelor. Prin punctul astfel determinat se duce o paralelă la axa absciselor pînă întîlnește ordonata corespunzătoare cuplului nominal M_n în punctul A_{10}. Se măsoară pe această ordonată începînd de la punctul A_{10}, în jos, segmentul $\overline{A_{10}\, B_1} = \Delta n'$. Unind punctul B_1, astfel găsit, cu punctul A_1 se obține dreapta $A_1\, B_1$ care reprezintă noua caracteristică mecanică artificială căutată.

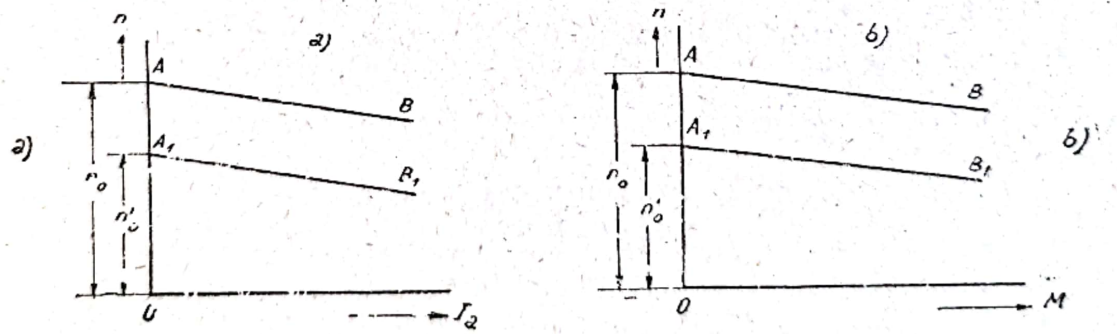


Fig. 3-5. Trasarea caracteristicilor artificiale corespunzătoare variației tensiunii

În sfîrșit, pentru a trasa caracteristica mecanică artificială corespunzînd unei rezistențe totale R_a a indusului, fluxului nominal Φ și unei tensiuni U_1 diferită de tensiunea nominală U, se trasează caracteristica mecanică artificială AB (fig. 3-5 *a* și 3-5 *b*) corespunzînd rezistenței R_a, fluxului nominal Φ și tensiunii nominale U; se determină apoi punctul A_1, intersecția caracteristicii mecanice artificiale căutate cu axa ordonatelor, punct a cărui ordonată n'_0 este dată de relația

$$n_0' = \frac{U_1}{C_E},$$

și prin punctul A_1, astfel determinat, se duce dreapta A_1B_1 paralelă cu caracteristica AB, dat fiind că coeficientul unghiular al celor două caracteristici este același: $-\frac{R_a}{C_E}$ sau $-\frac{R_a}{C_E \cdot C_M}$. Dreapta A_1B_1 este tocmai caracteristica mecanică căutată.

Trebuie să observăm că cuplul M al motorului, folosit la construirea caracteristicilor mecanice ale acestuia, este cuplul său electromagnetic. Acest cuplu este alcătuit din trei componente: o componentă care echilibrează cuplul static rezistent al mecanismului executor, componentă egală deci cu M_r; o componentă M_f corespunzătoare pierderilor mecanice ale motorului, pierderi datorite ventilației și frecării în lagăre, și o componentă M_{Fe} corespunzătoare pierderilor în fier, datorite fenomenului hysteresis și curenților Foucault. Prin urmare:

$$M = M_r + M_f + M_{Fe}$$

Cum în limita vitezelor de funcționare a motorului, componentele M_f și M_{Fe} (această din urmă componentă pentru cazul cînd fluxul rămîne constant) pot fi considerate drept constante, independente de viteză, și suma lor egală cu cuplul M_0 corespunzător pierderilor la funcționarea în gol a motorului, avem:

$$M = M_r + M_0.$$

Exemplul 3-1. Se dă un motor de curent continuu cu excitația derivație ale cărui date nominale, luate din fișa motorului, sînt: $P_n = 19$ kW, $U_n = 110$ V, $I_{an} = 200$ A $n_n = 2000$ rot/min. Rezistența r_a a înfășurărilor indusului este de 9,09% din rezistența nominală a motorului. Se cere:

a) Ecuația caracteristicii mecanice naturale a motorului.

b) Cuplul electromagnetic și cuplul util al motorului pentru sarcina nominală.

c) Cuplul corespunzător pierderilor la mersul în gol și viteza de rotație la mersul în gol real.

d) Ecuația caracteristicii mecanice artificiale corespunzătoare tensiunii nominale, fluxului nominal și unei rezistențe totale a indusului $R_a = 0{,}2\ \Omega$

e) Ecuația caracteristicii mecanice artificiale corespunzătoare aceleiași rezistențe totale $R_a = 0{,}2\ \Omega$, tensiunii nominale și unui flux egal cu trei sferturi din fluxul nominal.

Soluție: Se determină rezistența nominală r_n a motorului

$$r_n = \frac{U}{I_{an}} = \frac{110}{200} = 0{,}55\ \Omega.$$

Cu această valoare a rezistenței nominale a motorului, rezistența r_a a înfășurării indusului este:

$$r_a = \frac{9{,}09}{100} \cdot 0{,}55 = 0{,}05\ \Omega$$

Se calculează coeficientul C_E cu ajutorul formulei (3-16):

$$C_E = \frac{U - r_a I_{an}}{n_n} = \frac{110 - 0{,}05 \cdot 200}{2000} = 0{,}05$$

Se determină apoi coeficientul C_M, servindu-ne de relația (3-19):

$$C_M = \frac{C_E}{1{,}03} = \frac{0{,}05}{1{,}03} = 0{,}0485.$$

Scanned with OKEN Scanner

În sfîrșit, se determină viteza n_0 la mersul în gol ideal:

$$n_0 = \frac{U}{C_E} = \frac{110}{0{,}05} = 2200 \text{ rot/min}$$

a) Ecuația caracteristicii mecanice naturale este atunci:

$$n = n_0 - \frac{r_a}{C_E \cdot C_M} M = 2200 - \frac{0{,}05}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} M,$$

sau:

$$n = 2200 - 20{,}6\, M.$$

b) Cuplul electromagnetic M_n pentru curentul nominal I_{an} este:

$$M_n = C_M I_{an} = 0{,}0485 \cdot 200 = 9{,}7 \text{ kgm}.$$

Ca verificare trebuie ca această valoare nominală a cuplului electromagnetic, introdusă în ecuația caracteristicii mecanice naturale, să ne dea viteza nominală $n_n = 2000$ rot/min. Avem într-adevăr:

$$n_n = 2200 - 20{,}6 \cdot 9{,}7 = 2200 - 199{,}82 \cong 2000 \text{ rot/min}.$$

Cuplul nominal util M_{nu}, la arborele motorului, este dat de relația cunoscută:

$$M_{nu} = 975 \frac{P_n}{n_n} \text{ kgm}.$$

în care puterea nominală P_n este dată în kW, iar n_n în rot/min. Deci:

$$M_{nu} = 975 \frac{19}{2000} = 9{,}26 \text{ kgm}.$$

c) Cuplul M_0 corespunzător pierderilor la mersul în gol real este dat de diferența între cuplul electromagnetic M_n și cuplul util la arborele motorului M_{nu}; deci:

$$M_0 = M_n - M_{nu} = 9{,}7 - 9{,}26 = 0{,}44 \text{ kgm}.$$

Introducînd această valoare a cuplului M_0 în ecuația caracteristicii naturale, se obține viteza n_{or} la mersul în gol real:

$$n_{or} = 2200 - 20{,}6 \times 0{,}44 = 2191 \text{ rot/min}.$$

d) Ecuația caracteristicii mecanice artificiale corespunzătoare tensiunii nominale, fluxului nominal și rezistenței totale $R_a = 0{,}2\ \Omega$ a indusului este:

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M$$

în care n_0, C_E și C_M au aceleași valori ca și în cazul caracteristicii mecanice naturale. Deci:

$$n = 2200 - \frac{0{,}2}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} M$$

Scanned with OKEN Scanner

sau

$$n = 2200 - 82{,}47\ M.$$

e) Pentru a afla ecuația caracteristicii mecanice artificiale, în cazul cînd fluxul se reduce la trei sferturi din fluxul nominal, se determină noile valori n_0', C_E' și C_M' ale mărimilor n'_0, C_E și C_M. Avem:

$$C_E' = \frac{3}{4} C_E = \frac{3}{4} \cdot 0{,}05 = 0{,}0375$$

$$C_M' = \frac{3}{4} C_M = \frac{3}{4} \cdot 0{,}0485 = 0{,}0364$$

și

$$n_0' = \frac{U}{C_E'} = \frac{110}{0{,}0375} = 2933$$

Prin urmare ecuația căutată este:

$$n = 2933 - \frac{0{,}2}{0{,}0375 \cdot 0{,}0364} M$$

sau

$$n = 2933 - 146{,}5\ M.$$

3-3. Funcționarea motorului cu excitația derivație în regim de generator cu recuperare

Să presupunem, numai pentru înțelegerea mai ușoară a fenomenelor, deoarece în tracțiunea electrică se folosesc motoarele serie, că locomotiva unui tren electric este înzestrată cu un motor de curent continuu cu excitație derivație și că trenul coboară o pantă. Trenul își va accelera mersul, roțile locomotivei se vor învîrti din ce în ce mai repede și viteza de rotație a motorului, a cărui arbore este legat printr-o transmisie cu arborele roților motoare ale locomotivei, va crește. Pe măsură ce crește viteza de rotație a motorului, forța sa electromotoare E, dată de relația

$$E = K_E n \Phi = C_E \cdot n,$$

(în care fluxul Φ este constant, deoarece tensiunea la borne nu variază), crește; iar curentul cerut de motor de la rețea

$$I_a = \frac{U - E}{R_a}$$

scade.

Odată cu scăderea curentului I_a, scade și cuplul

$$M = K_M \Phi I_a = C_M I_a.$$

La un moment dat, în urma creșterii continue a vitezei de rotație a motorului, forța sa electromotoare E egalează tensiunea la borne U, iar curentul I_a și cuplul motor M se anulează.

Din acest moment, dacă viteza motorului va continua să crească, cu alte cuvinte, dacă trenul se mai găsește încă pe pantă, curentul I_a și cuplul M își schimbă sensul.

Cuplul M, care pînă acuma era un cuplu motor, devine rezistent, se opune mișcării; iar curentul I_a în loc să fie un curent cerut de indus de la rețea, este debitat de acesta în rețea. Motorul lucrează în regim de generator, recuperînd, cel puțin în parte, energia produsă de coborîrea pe pantă a trenului, ceea ce limitează curînd viteza acestuia.

Caracteristicile mecanice ale motorului, funcționînd în regim de generator, cu tensiunea sa nominală și fluxul său nominal, se obțin prelungind în cadranul II, așa cum se vede în fig. 3-6, caracteristicile mecanice ale motorului funcționînd, în regim de motor, cu aceeași tensiune și același flux.

După cum se vede din figură, funcționarea motorului cu excitația derivație în regim de generator cu recuperare este posibilă numai dacă $n > n_0$, cu alte cuvinte, numai dacă

$$n > \frac{U}{C_E}.$$

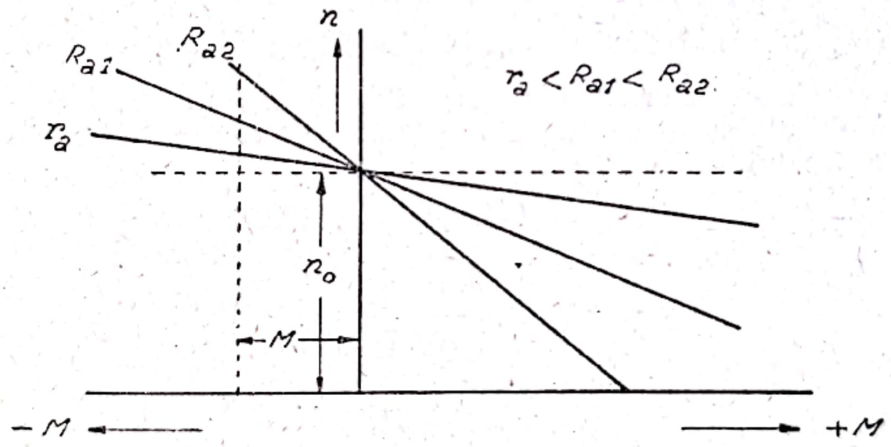


Fig. 3-6. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitația derivație lucrînd în regim de generator cu recuperare (regim de frînare cu recuperare)

Această condiție nu este satisfăcută decît în cazul acționării mecanismelor de transport și de ridicat, la scoborîrea sarcinilor.

Regimul de funcționare în generator cu recuperare este de fapt, după cum s-a pomenit mai sus în treacăt, un regim de frînare. Într-adevăr, cînd cuplul rezistent al mașinii funcționînd în regim de generator ajunge, ca urmare a creșterii treptate a vitezei sale de rotație, egal cu cuplul static al sarcinii, care coboară, a mecanismului executor (mașină de transport sau mașină de ridicat), cuplul rezultant care lucrează asupra sistemului motor-mecanism devine zero. Din acest moment, viteza sistemului încetează să mai crească, mișcarea devenind o mișcare uniformă. Viteza de regim cea

mai scăzută, corespunzătoare unui anumit cuplu rezistent M al mașinii, deci unui anumit cuplu static al mecanismului, se obține atunci cînd în circuitul indusului nu este înserată nici o rezistență exterioară.

Exemplul 3-2. Motorul din aplicația 3-1 lucrează în regim de generator cu recuperare. Curentul care traversează indusul fiind de 100 A, se cere să se determine viteza motorului: a) în ipoteza că el lucrează pe caracteristica sa mecanică naturală și b) în ipoteza că lucrează pe o caracteristică artificială corespunzătoare unei rezistențe exterioare de 0,1 Ω înserată în circuitul indusului.

Soluție : a) Ecuația caracteristicii mecanice naturale a motorului, determinată la aplicația 3-1, este:

$$n = 2200 - 20{,}6\, M$$

Curentul care traversează indusul, în cazul funcționării motorului în regim de generator cu recuperare, avînd sensul contrar aceluia care trece prin indus în cazul funcționării în regim de motor, avem:

$$I_a = -100 \text{ A}$$

și

$$M = C_E \cdot I_a = -0{,}0485 \cdot 100 = -4{,}85 \text{ kgm}.$$

Introducînd această valoare a cuplului în ecuația caracteristicii mecanice naturale, aflăm viteza unghiulară cerută

$$n = 2200 + 20{,}6 \cdot 4{,}85 = 2300 \text{ rot/min}.$$

b) Ecuația caracteristicii mecanice artificiale, în cazul conectării în circuitul indusului a unei rezistențe de 0,1 Ω, deci în cazul unei rezistențe totale a indusului

$$R_a = 0{,}1 + 0{,}05 = 0{,}15\ \Omega,$$

este:

$$n = 2200 - \frac{0{,}15}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} M$$

sau:

$$n = 2200 - 61{,}85\, M.$$

Introducînd în această din urmă ecuație valoarea cuplului M, corespunzătoare curentului $I_a = -100$ A:

$$M = -4{,}85 \text{ kgm}$$

obținem:

$$n = 2200 + 61{,}85 \cdot 4{,}85 = 2500 \text{ rot/min}.$$

3-4. Funcționarea motorului cu excitația derivație în regim de cuplare inversă

Să considerăm un motor de curent continuu cu excitația derivație, care acționează o mașină de ridicat, și fie AB (fig. 3-7) caracteristica mecanică artificială după care funcționează motorul, caracteristică corespunzătoare tensiunii nominale, fluxului nominal și unei rezistențe totale R_a a circuitului indus.

Scanned with OKEN Scanner

Motorul fiind cuplat astfel încît el să se învîrtă în sensul ridicării greutății, iar cuplul $M_p = OB$, dezvoltat de motor în momentul pornirii sale, cînd $n=0$, mai mare decît cuplul rezistent M_r al mașinii de ridicat, produs de acțiunea greutății pe care vrem să o ridicăm, sistemul motor-mașină de ridicat, sub influența cuplului rezultant $M - M_r > 0$, va începe să se miște în sensul ridicării greutății. Viteza sistemului va

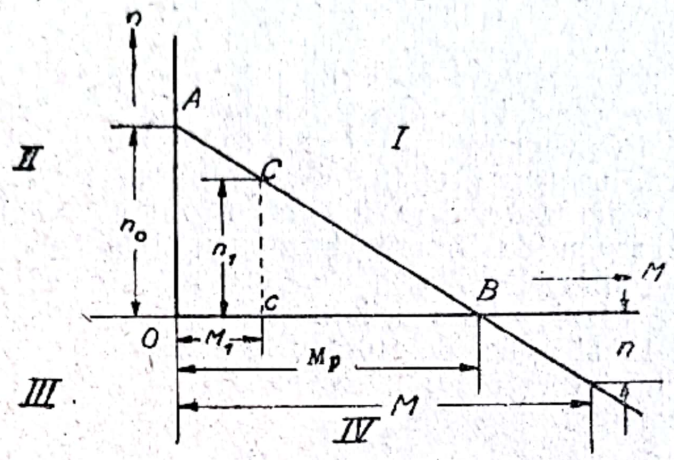


Fig. 3-7. Caracteristica mecanică a motorului de curent continuu cu excitația derivație lucrînd în regim de cuplare inversă (regim de frînare în contracurent)

crește, în care timp cuplul motorului va scădea după caracteristica BA, pînă ce cuplul motorului ajunge la o valoare M_1 reprezentată în fig. 3-7 prin segmentul Oc, egală cu valoarea M_r a cuplului rezistent. Începînd din acest moment, motorul se va învîrti cu o viteză unghiulară constantă, viteza de regim $n_1 = Cc$, și mișcarea de ridicare a greutății va fi o mișcare uniformă.

Curentul cerut de indusul motorului de la rețea

$$I_{a1} = \frac{U - E}{R_a} = \frac{U - C_E n_1}{R_a}$$

este pozitiv, viteza n_1 fiind mai mică decît viteza n_0 la mersul în gol ideal.

Dacă însă cuplul rezistent M_r al mașinii de ridicat este mai mare decît cuplul de pornire M_p, atunci sistemul motor-mașină de ridicat, sub acțiunea cuplului *rezultant* $M - M_r < 0$, se va roti în sensul scoborîrii greutății, cu toate că motorul este cuplat pentru ridicarea acesteia. Viteza n a motorului, care la început crește, este negativă față de viteza n_1.

Curentul cerut de indusul motorului

$$I_a = \frac{U - C_E \cdot n}{R_a}$$

păstrează același sens ca și curentul I_{a1}, dat fiind că produsul $C_E n$ este negativ. În consecință cuplul M dezvoltat de motor

$$M = C_M I_a$$

are același sens ca și cuplul M_1, deoarece și sensul fluxului Φ rămîne neschimbat.

Ecuația caracteristicii mecanice, în cazul funcționării motorului în regim de cuplare inversă, care se obține prin eliminarea curentului I_a între ultimele două relații, este:

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E C_M} M \cdot$$

Această ecuație este identică cu aceea a caracteristicii mecanice corespunzătoare regimului de funcționare ca motor, numai că la funcționarea în regim de cuplare inversă viteza n este negativă.

Urmează că, pentru a obține caracteristica mecanică a motorului funcționînd în regim de cuplare inversă, regim cunoscut în practică și sub numele de regim de frînare electromagnetică sau, încă, de regim de frînare în contracurent, este deajuns să prelungim caracteristica mecanică pentru cazul funcționării în regim de motor sub axa absciselor, în cadranul IV al axelor de coordonate $M - n$.

Ținînd seama că în cazul funcționării unui motor în regim de cuplare inversă, curentul

$$I_a = \frac{U - C_E \cdot n}{R_a},$$

pentru o anumită viteză n, este mai mare decît în cazul cînd mașina funcționează în regim de motor, deoarece în primul caz termenul $C_E n$ este negativ, pe cînd în al doilea caz el este pozitiv, pentru limitarea curentului la o valoare compatibilă cu siguranța motorului, este necesar ca valoarea rezistenței suplimentare introduse în circuitul indusului să fie mare.

Caracteristic pentru acest regim de funcționare este faptul că forța electromotoare are același sens ca și tensiunea aplicată la bornele motorului, iar cuplul acestuia are sens opus sensului de mișcare a indusului.

Regimul de funcționare în contracurent se folosește la instalațiile de ridicat și la cele de transport în timpul scoborîrii sarcinii. Pentru aceasta se cuplează motorul astfel, încît sensul cuplului motor să fie opus aceluia produs de sarcina care coboară.

Dar acest regim se folosește mult mai des pentru oprirea rapidă a tuturor celorlalte mecanisme. În acest scop, se schimbă polaritatea mașinii, ceea ce face ca forța electromotoare a indusului să-și schimbe sensul, deci să aibă același sens ca și tensiunea aplicată la bornele motorului, și, în același timp, prin schimbarea sensului cuplului motor, acesta să se opună mișcării.

În fig. 3-8 este ilustrată această metodă a frînării electromagnetice prin schimbarea polarității mașinii. Motorul, care funcționa cu viteza corespunzătoare punctului A din cadranul I al axelor $M - n$ trece, la schimbarea polarității sale, pe o nouă caracteristică BC din cadrul II, deoarece sensul cuplului motor M se schimbă fără să se schimbe însă sensul învîrtirii motorului și anume în punctul B, căruia îi corespunde aceeași viteză ca și aceea corespunzătoare punctului A. Menținerea constantă a vitezei în timpul, de altfel foarte scurt, al schimbării polarității este datorită inerției părților învîrtitoare ale sistemului motor-mecanism.

Cuplul de frînare M_2, corespunzător punctului B, este mai mare în valoare absolută decît cuplul motor M_1, corespunzător punctului A, deoarece, după cum am văzut mai sus, valoarea absolută a curentului absorbit de motor este mai mare în cazul funcționării în regim de cuplare inversă decît în cazul funcționării în regim de motor.

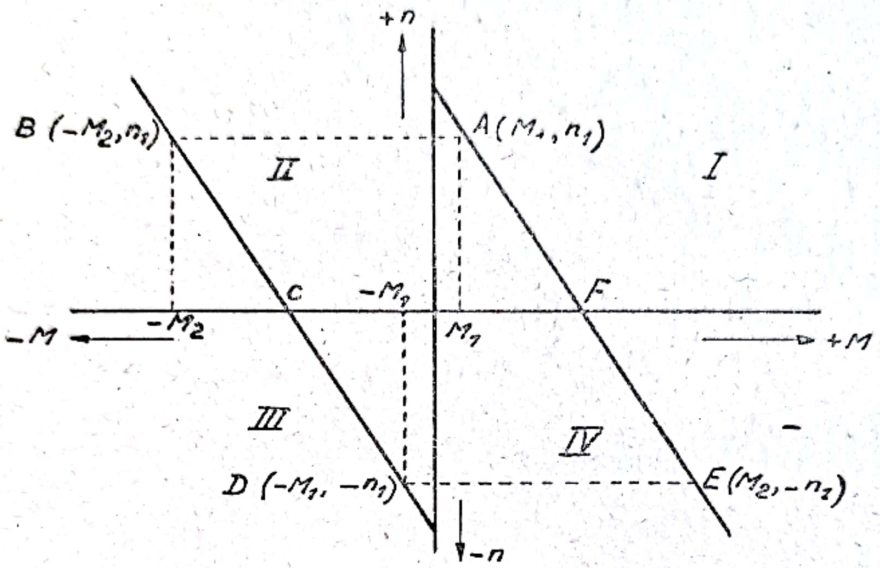


Fig. 3-8. Regimul de frînare în contracurent prin schimbarea polarității motorului

Cuplul M_2, opunîndu-se mișcării odată cu cuplul rezistent al mecanismului, viteza motorului descrește repede, după caracteristica BC, pînă la valoarea zero. În punctul C, dacă vrem să oprim sistemul motor-mecanism, motorul trebuie deconectat de la rețea.

Dacă, însă, nu deconectăm motorul de la rețea, el își accelerează mișcarea în sens invers, după caracteristica CD din cadranul III al axelor M — n. Odată cu schimbarea sensului de rotație a motorului, își schimbă sensul și forța electromotoare E a indusului, care se va opune din nou tensiunii aplicate la borne. Dispozitivul funcționează iarăși în regim de motor, ajungînd la o viteză de regim $-n_1$ în punctul D, viteză egală și de sens contrar vitezei de regim corespunzătoare punctului A.

Dacă se schimbă din nou polaritatea mașinii, motorul trece din nou în regim de funcționare în contracurent, de la punctul D la punctul E, ale cărui coordonate sînt egale și de sensuri contrare cu coordonatele punctului B. Apoi, viteza motorului va varia, trecînd prin valoarea zero, după caracteristica EFA și motorul va reveni la punctul inițial de funcționare A, din cadranul I.

Exemplul 3-3. Motorul de curent continuu din aplicația (3-1), motor cu excitația derivație, acționînd o instalație de ridicat, funcționează, în timpul scoborîrii sarcinii, în regim de cuplare inversă cu o viteză de 1800 rot/min. Știind că intensitatea curentului cerut de indus de la rețea, în aceste condiții, este egală cu intensitatea curentului nominal al motorului, se cere:

a) valoarea rezistenței exterioare legate în circuitul indusului;
b) cuplul electromagnetic al motorului și cuplul de la arborele motorului;
c) puterea totală consumată în circuitul indusului, puterea cerută de indus de la rețea și aceea absorbită de la arborele motorului;
d) ecuația caracteristicii mecanice după care lucrează motorul în aceste condițiuni.

Soluția: a) Rezistența totală a indusului

$$R_a = \frac{U + C_E n}{I_{an}} = \frac{110 + 0{,}05 \cdot 1800}{200} = 1\,\Omega.$$

Urmează atunci că rezistența exterioară R legată în circuitul indusului este:

$$R = R_a - r_a = 1 - 0{,}05 = 0{,}95\,\Omega.$$

b) Cuplul electromagnetic

$$M = C_M \cdot I_a = 0{,}0485 \cdot 200 = 9{,}7 \text{ kgm}.$$

Pentru a afla cuplul M_a de la arborele motorului, adăugăm la cuplul electromagnetic determinat mai sus cuplul la mersul în gol M_0, cunoscut de la aplicația (3-1):

$$M_a = M + M_0 = 9{,}7 + 0{,}44 = 10{,}14 \text{ kgm}.$$

c) Puterea totală P_{Ra} consumată în rezistența circuitului indus este dată de relația cunoscută:

$$P_{Ra} = R_a I_a^2 = 1 \cdot 200^2 = 40\,000 \text{ W},$$

sau

$$P_{Ra} = 40 \text{ kW}.$$

Puterea P cerută de indus de la rețea:

$$P = U \cdot I_a = 110 \cdot 200 = 22000 \text{ W},$$

sau

$$P = 22 \text{ kW}.$$

Pentru a afla puterea cerută de indus de la arborele motorului, scădem din puterea totală P_{Ra} consumată de indus puterea P pe care acesta o primește de la rețea:

$$P_a = P_{Ra} - P = 40 - 22 = 18 \text{ kW}.$$

d) Ecuația caracteristicii mecanice după care lucrează, în aceste condițiuni, motorul este:

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M = 2200 - \frac{1}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} M,$$

sau

$$n = 2200 - 412\,M.$$

Ca verificare, trebuie ca, introducînd în ecuația caracteristicii mecanice a motorului valoarea $M = 9{,}7$ kgm a cuplului electromagnetic, să obținem viteza $n = -1800$ rot/min. Avem într-adevăr:

$$n = 2200 - 412 \cdot 9{,}7 = -1796{,}4 \cong -1800 \text{ rot/min}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Exemplul 3-4. Motorul din aplicația precedentă lucrează în aceleași condițiuni, rezistența totală a indusului se mărește însă cu 25%. Se cere să se determine viteza de rotație a motorului.

Soluție: Rezistența totală a indusului este în acest caz:

$$R_a = 1{,}25 \cdot 1 = 1{,}25\ \Omega.$$

Ecuația caracteristicii mecanice

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M = 2200 - \frac{1{,}25}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} M,$$

sau

$$n = 2200 - 515\,M.$$

Viteza de rotație a motorului este deci:

$$n = 2200 - 515 \cdot 9{,}7 = -2895{,}5 \text{ rot/min}.$$

3-5. Regimul de funcționare în generator al unui motor cu excitația derivație

Dacă, sistemul motor-mecanism executor fiind în funcțiune, se decuplează indusul de la rețea, legîndu-l pe o rezistență exterioară, acesta va continua să se învîrtă datorită inerției părților învîrtitoare ale sistemului. Indusul învîrtindu-se în cîmpul magnetic creat de inductor, care rămîne legat mai departe la rețea, mașina va lucra ca generator.

Regimul acesta de funcționare este folosit pentru oprirea rapidă a sistemului motor-mecanism executor și este cunoscut sub numele de *regim de frînare dinamică sau de frînare reostatică.*

Decuplînd indusul de la rețea și legîndu-l pe o rezistență exterioară, el continuă să se învîrtă în același sens ca și în cazul funcționării mașinii în regim de motor, deci viteza unghiulară a mașinii rămîne tot pozitivă. Cum fluxul produs de inductor își păstrează același sens, inductorul rămînînd mai departe cuplat la rețea, iar curentul din indus, de data aceasta de același sens ca și f.e.m., își schimbă sensul, cuplul motor își schimbă sensul atunci cînd trecem de la funcționarea în regim de motor la funcționarea în regim de generator; el devine negativ. Caracteristicile mecanice de funcționare în regim de generator sînt deci cuprinse în cadranul II al axelor de coordonate $M - n$.

Pentru a afla ecuațiile acestor caracteristici mecanice, plecăm de la relațiile (3-10) sau (3-11) ale caracteristicilor mecanice în regim de motor și ținem seama că, în cazul funcționării mașinii ca generator, tensiunea aplicată la bornele indusului este zero. Obținem astfel relațiile:

$$n = -\frac{R_a}{C_E} I_a \qquad (3\text{-}22)$$

și

$$n = -\frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M, \qquad (3\text{-}23)$$

care ne spun că caracteristicile mecanice, în cazul funcționării mașinii în regim de generator cu frînare dinamică, sînt niște drepte care trec prin originea axelor de coordonate.

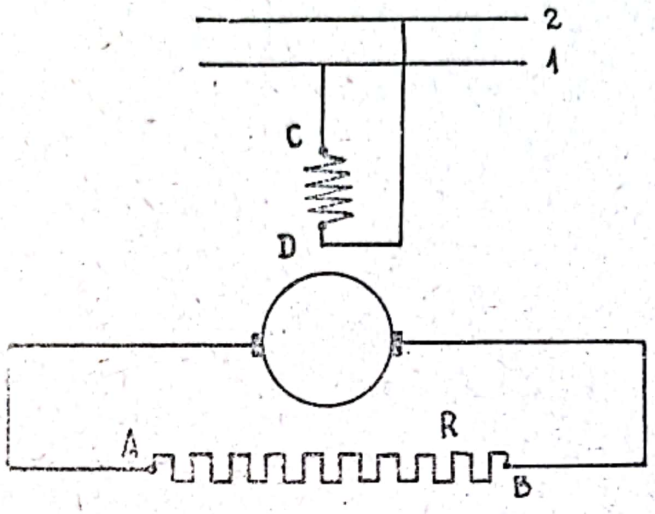


Fig. 3-9. Regim de frînare dinamică. 1,2- conductoarele rețelei ; *AB*- bornele indusului ; *CD*- bornele inductorului ; *R*- rezistența exterioară

În fig. 3-9 este dată schema de legătură a motorului de curent continuu cu frînare dinamică, iar în fig. 3-10*a* și 3-10*b* sînt date caracteristicile mecanice pentru acest regim.

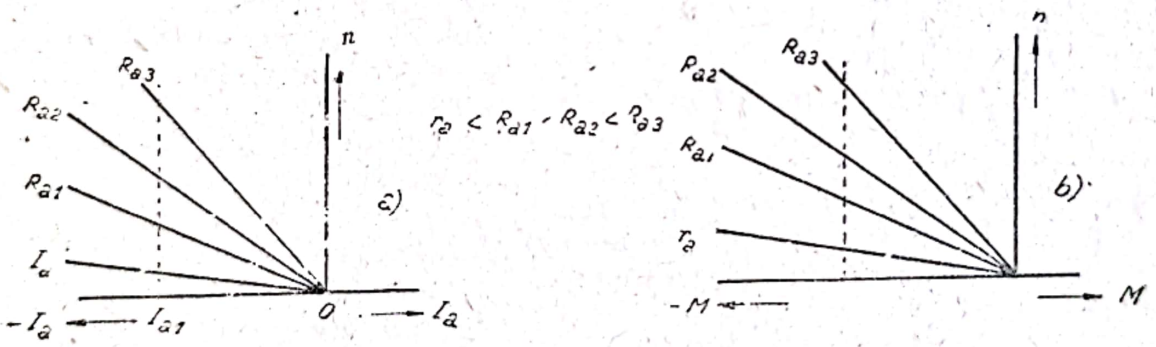


Fig. 3-10. Caracteristicile mecanice ale unui motor de curent continuu lucrînd în regim de frînare dinamică sau de frînare reostatică

Se vede din aceste caracteristici ca și, de altfel, din ecuațiile (3-22) și (3-23) că viteza de rotație a mașinii, atunci cînd ea funcționează în regim de frînare dinamică, este cu atît mai mare, pentru un același curent I_a care traversează indusul și, deci, pentru un același cuplu, cu cît rezistența totală a indusului R_a este mai mare.

3-6. Ecuațiile caracteristicilor mecanice ale motorului cu excitația derivație, în funcție de alunecarea motorului

Ecuația (3-11) a caracteristicii mecanice a motorului de curent continuu cu excitația derivație

$$n = \frac{U}{C_E} - \frac{R_a}{C_E C_M} M$$

se mai poate scrie, ținînd seama că raportul dintre U și C_E reprezintă viteza n_0 la mersul în gol ideal, sub forma următoare:

$$\frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{R_a}{C_E \cdot C_M \cdot n_0} M,$$

sau, deoarece $C_E \cdot n_0 = U$:

$$\frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{R_a}{C_M \cdot U} M. \qquad (3\text{-}24)$$

Dacă notăm raportul $\frac{n_0 - n}{n_0}$ cu s și-l numim, în mod convențional, prin analogie cu motoarele asincrone, alunecarea motorului de curent continuu cu excitația derivație, iar raportul constant $\frac{R_a}{C_M U}$ îl notăm cu β, atunci relația (3-24) ia forma:

$$s = \beta M. \qquad (3\text{-}25)$$

Relația, astfel obținută, reprezentînd alunecarea s, deci viteza n, în funcție de cuplul M, este o nouă formă a ecuației caracteristicilor mecanice ale motorului de curent continuu cu excitația derivație.

În planul axelor M—s, caracteristicile mecanice ale motorului derivație vor fi reprezentate, deci, printr-o familie de drepte, la fel cu dreapta A' — A din fig. 3-11, care trec prin originea O a axelor de coordonate și sînt conținute în cadranele I și III.

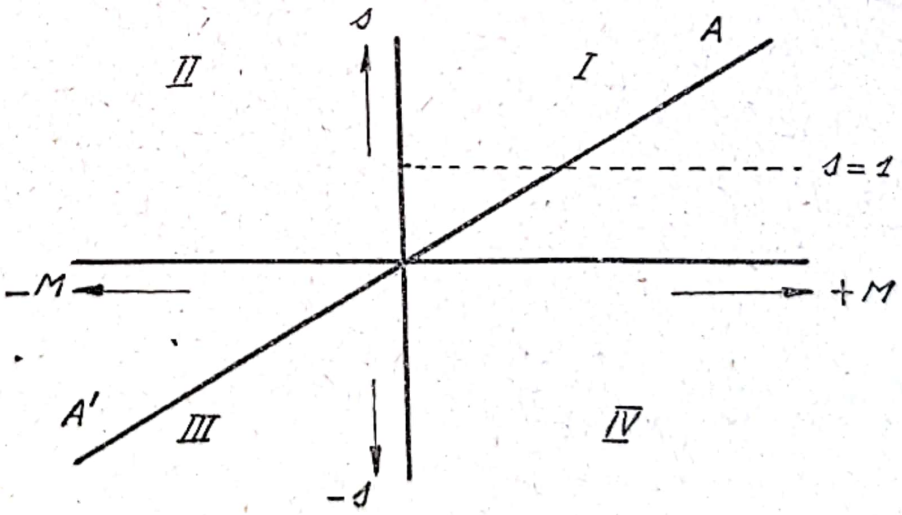


Fig. 3-11. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație derivație în funcție de alunecarea convențională s a motorului

Porțiunile din aceste caracteristici cuprinse între dreptele $s = 0$ și $s = 1$ corespund funcționării în regim de motor. Într-adevăr, în acest caz viteza n, cuprinsă între $n = n_0$ și $n = 0$, este mereu pozitivă, iar cuplul M de asemenea pozitiv, ceea ce caracterizează funcționarea în regim de motor.

Porțiunile cuprinse între $s = 1$ și $s = \infty$ corespund funcționării în regim de cuplare inversă. Într-adevăr, în acest caz, viteza unghiulară a motorului, după cum rezultă din relația de definiție a alunecării s a motorului derivație

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0},$$

cuprinsă între $n = 0$ și $n = \infty$, este tot timpul negativă, în timp ce cuplul M, dat de relația (3-25), este tot timpul pozitiv, ceea ce caracterizează funcționarea în regimul de cuplare inversă.

Porțiunile cuprinse între $s = 0$ și $s = -\infty$ corespund regimului de funcționare a mașinii ca generator cu recuperare. Într-adevăr, în acest caz, viteza n a mașinii, tot timpul mai mare decît viteza n_0 la mersul în gol ideal, este pozitivă, iar cuplul M este negativ, ceea ce caracterizează acest regim.

Datorită formei sale extrem de simple, ecuația (3-25) este de multe ori folosită la calculul diagramelor de sarcină ale dispozitivelor de acționare.

3-7. Calculul rezistențelor de pornire ale unui motor cu excitația derivație

S-a văzut, la teoria mașinilor electrice, că pornirea motoarelor de curent continuu se face cu ajutorul unor reostate de pornire. Se scot, anume, în mod succesiv, după ce motorul a fost cuplat la rețea, diferitele trepte de rezistență ale reostatului, trepte legate în serie în circuitul indusului, pînă cînd în acest circuit nu mai rămîne decît înfășurarea indusului.

Scoaterea succesivă a treptelor de rezistență din circuitul indusului se face sau manual sau în mod automat, așa cum se va arăta mai tîrziu în capitolul *„Comanda automată a acționărilor electrice"*.

În acest din urmă caz, pentru a nu se complica schema de comandă, pentru a nu scumpi aparatajul necesar comenzii automate și pentru a mări siguranța funcționării instalației, numărul treptelor de pornire, a treptelor de rezistență, înserate în circuitul indusului, este mic.

În acest paragraf ne vom ocupa de determinarea rezistențelor de pornire.

Să considerăm motorul derivație din fig. 3-12, motor prevăzut cu trei trepte de rezistență pentru pornire: r_1, r_2 și r_3. Rezistența totală R_a a circuitului indus este atunci

$$R_a = r_a + r_1 + r_2 + r_3,$$

în care r_a este rezistența înfășurării indusului.

În momentul conectării motorului la rețea, indusul este străbătut de un curent $I_{a\,max}$. Acest curent maximum, cerut de motor în momentul conectării sale la rețea, se alege ținîndu-se seama de sarcina mecanismului executor și de condițiunile de comutație. Obișnuit

$$I_{a\,max} = (1{,}8 \div 2{,}5)\, I_{an},$$

în care I_{an} este intensitatea nominală a curentului din indus.

Odată aleasă valoarea intensității $I_{a\,max}$, rezultă din expresia

$$I_{a\,max} = \frac{U}{R_a},$$

valoarea rezistenței totale R_a a circuitului indusului:

$$R_a = \frac{U}{I_{a\,max}}. \qquad (3\text{-}26)$$

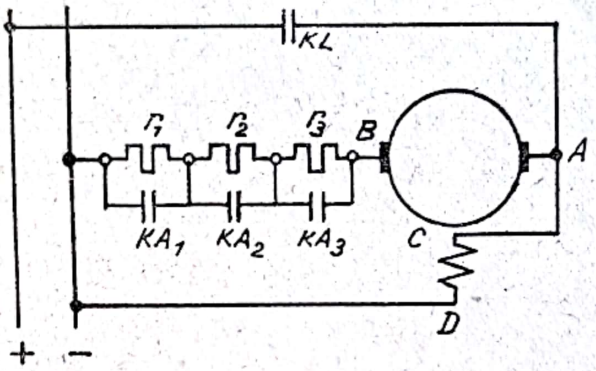


Fig. 3-12. Pornirea motorului de curent continuu cu excitația derivație. r_1, r_2, r_3, — rezistențele reostatului de pornire; KL — contactele normal deschise ale contactorului de linie; KA_1, KA_2 și KA_3 — contactele normal deschise ale contactoarelor de accelerare

Datorită cuplului dezvoltat de motor la trecerea curentului $I_{a\,max}$ prin circuitul indusului, motorul începe să se învîrtă cu o viteză din ce în ce mai mare. Pe măsură, însă, ce crește viteza, curentul cerut de indus de la rețea scade după caracteristica mecanică

$$n = \frac{U}{C_E} - \frac{R_a}{C_E} I_a,$$

reprezentată în figura 3-13 prin drepta AB.

Cînd curentul ajunge la o valoare $I_{a\,min}$, corespunzătoare punctului C de pe caracteristica AB, se scoate prima treaptă de rezistență r_1 din circuitul indusului. Această rezistență trebuie să fie astfel, încît curentul în indus să crească din nou, după scoaterea rezistenței r_1, la valoarea inițială $I_{a\,max}$. Motorul lucrează acum după o nouă caracteristică AD corespunzătoare rezistenței $R_1 = R_a - r_1 = R_a + r_2 + r_3$.

Această caracteristică e ușor de trasat, deoarece punctul A este cunoscut, iar punctul D are coordonatele $I_{a\,max}$ și n_1, n_1 fiind viteza corespunzătoare punctului C de pe caracteristica AB, ținînd seama de faptul că în timpul foarte scurt în care se scoate rezistența r_1 din circuitul indusului viteza nu are timp să varieze.

Motorul, sub acțiunea cuplului corespunzător noii valori $I_{a\,max}$ a curentului, își accelerează mersul, iar curentul scade după dreapta DA. Cînd el ajunge la valoarea $I_{a\,min}$, corespunzătoare punctului E de pe această dreaptă, se scoate cea de a doua treaptă de pornire a cărei

rezistență r_2 trebuie să fie astfel, încît curentul să crească, prin scoaterea acestei rezistențe, la valoarea sa maximă, $I_{a\,max}$. Motorul va lucra acum după caracteristica AF, caracteristică ușor de construit, deoarece punctul A este cunoscut, iar punctul F are coordonatele $I_{a\,max}$ și n_2, n_2 fiind turația corespunzătoare punctului E de pe caracteristica AD.

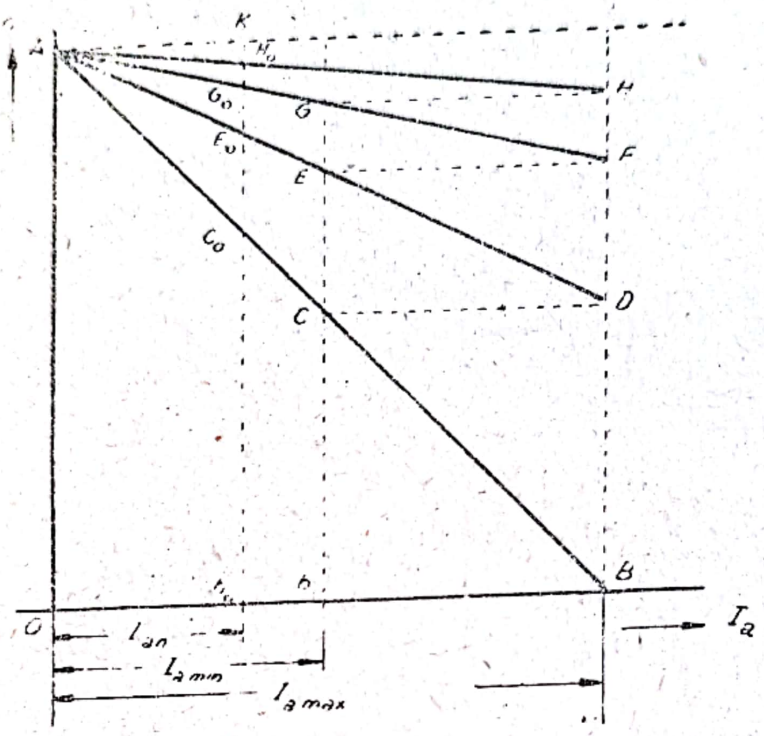


Fig. 3-13. Diagrama de pornire a unui motor de curent continuu cu excitația derivație

Motorul își accelerează din nou mersul, iar curentul cerut de indus de la rețea scade după dreapta AF. Cînd el ajunge la valoarea minimă $I_{a\,min}$ corespunzătoare punctului G, se scoate și ultima treaptă de pornire din circuitul indusului. În timpul foarte scurt, în care se scoate această treaptă de pornire, curentul crește din nou, după dreapta GH paralelă cu axa absciselor.

Dacă caracteristica naturală a motorului este tocmai dreapta AH, H fiind intersecția dintre dreapta GH și ordonata corespunzătoare punctului B (dreapta BDF), construcția diagramei de pornire a motorului este terminată.

Dacă intersecția dintre caracteristica naturală și dreapta GH cade la dreapta punctului H, curentul cerut de indus de la rețea, după scoaterea ultimei trepte de pornire, este mai mare decît curentul maximum $I_{a\,max}$ ceea ce nu este admisibil.

Dacă, în sfîrșit, această intersecție cade la stînga punctului H, curentul cerut de indus de la rețea este mai mic decît curentul $I_{a\,max}$.

În amîndouă cazurile, în primul absolut obligator, se reface diagrama de pornire a motorului, alegîndu-se alte valori pentru curentul maximum și cel minimum, sau numai pentru unul din acești curenți. Obișnuit, se schimbă numai valoarea curentului minimum.

Din două, trei încercări, se obține diagrama exactă de pornire a motorului, diagramă în care curentul variază de la valoarea maximă $I_{a\ max}$ la valoarea minimă $I_{a\ min}$, întîi pe caracteristica artificială corespunzătoare rezistenței totale R_a a indusului, apoi pe caracteristicile corespunzătoare rezistențelor

$$R_1 = R_a - r_1,\ R_2 = R_a - r_1 - r_2,\ R_3 = R_a - r_1 - r_2 - r_3, \ldots r_a,$$

cea din urmă dintre aceste caracteristici fiind caracteristica naturală a motorului.

Cu ajutorul acestei diagrame, din care rezultă numărul treptelor de pornire, se determină rezistențele r_1, r_2, r_3, ... ale acestor trepte.

Astfel, în cazul diagramei din fig 3-13, scriind ecuația echilibrului electric al circuitului indusului pentru punctul D de pe caracteristica AD, obținem:

$$U = C_E \cdot n_1 + I_{a\ max}\,(R_a - r_1),$$

de unde

$$r_1 = R_a - \frac{U - C_E \cdot n_1}{I_{a\ max}}. \qquad (3\text{-}27)$$

În aceste relații n_1 se determină măsurînd la scara vitezelor, folosită la construcția diagramei, segmentul Cb.

Scriem apoi echilibrul electric al indusului pentru punctul F de pe caracteristica AF și obținem:

$$U = C_E n_2 + I_{a\ max}\,(R_a - r_1 - r_2),$$

de unde rezultă

$$r_2 = R_a - r_1 - \frac{U - C_E \cdot n_2}{I_{a\ max}}. \qquad (3\text{-}28)$$

n_2 fiind determinat de segmentul Eb.

Procedînd la fel, găsim pentru cea de a treia treaptă de pornire:

$$r_3 = R_a - r_1 - r_2 - \frac{U - C_E \cdot n_3}{I_{a\ max}}\,M \qquad (3\text{-}29)$$

De multe ori, însă, se preferă, în locul acestei metode grafo-analitice pentru determinarea rezistențelor treptelor de pornire, o metodă pur grafică bazată pe ecuația (3-24) a caracteristicilor mecanice ale motorului, ecuație exprimată în funcție de alunecarea acestuia:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{R_a}{C_E \cdot C_M \cdot n_0}\,M$$

și care, ținînd seama că $M = C_M I_a$ și că $n_0 = \frac{U}{C_E}$, se poate pune și sub forma:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} = R_a \cdot \frac{I_a}{U}, \qquad (3\text{-}30)$$

Pentru valoarea nominală I_{an} a curentului, relația de mai sus devine:

$$s_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0} = R_a \frac{I_{an}}{U},$$

sau, dat fiind că raportul dintre tensiunea nominală U și curentul nominal, I_{an} este, ceea ce se cheamă, rezistența nominală a motorului:

$$s_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0} = \frac{R_a}{r_n}. \qquad (3\text{-}31)$$

Această relație ne spune că alunecarea motorului pentru curentul nominal, sau pentru cuplul nominal, este dată de raportul dintre rezistența totală R_a a circuitului indusului și rezistența nominală a motorului.

Dacă înmulțim cu 100 ambii membri ai relației (3-31) obținem:

$$s_n \cdot 100 = \frac{R_a}{r_n} 100,$$

sau

$$s_n\,\% = R_a\,\% \qquad (3\text{-}32)$$

Rezultă că alunecarea, socotită în procente, pentru curentul nominal, alunecare corespunzătoare funcționării motorului pe o caracteristică oarecare, este egală cu rezistența totală a circuitului indusului, socotită în procente față de rezistența nominală a motorului.

Iată acum, în ce constă metoda grafică pentru determinarea rezistențelor diferitelor trepte de pornire. Se trasează, în diagrama din fig. 3-13, dreapta $I_a = I_{an}$. Segmentul KC_0 de pe această treaptă, cuprins între paralela la axa absciselor dusă prin punctul A, de ordonată n_0, și punctul C_0, a cărui ordonată reprezintă viteza nominală n_n a motorului corespunzătoare funcționării sale cu intensitatea nominală I_{an} pe caracteristica mecanică construită pentru rezistența R_a a circuitului indusului, este, evident, egal cu $n_0 - n_n$. Urmează că:

$$s_n = \frac{n_o - n_n}{n_0} = \frac{\overline{KC_0}}{n_0},$$

sau, încă, deoarece segmentul $\overline{AO}$ măsoară tocmai viteza n_0 la mersul în gol ideal:

$$s_n = \frac{\overline{KC_0}}{\overline{AO}}.$$

Atunci, conform celor spuse mai sus

$$R_a\,\% = s_n\,\% = \frac{\overline{KC_0}}{\overline{AO}}\ 10.$$

Se găsește, absolut la fel, că:

$$(R_a - r_1)\,\% = \frac{\overline{KE_0}}{\overline{AO}}\,100,$$

$$(R_a - r_1 - r_2)\,\% = \frac{\overline{KG_0}}{\overline{AO}}\,100,$$

și

$$(R_a - r_1 - r_2 - r_3)\,\% = \frac{\overline{KH_0}}{\overline{AO}}\,100.$$

În relațiile de mai sus segmentele $\overline{KC_0}$, $\overline{KE_0}$, $\overline{KG_0}$ și $\overline{KH_0}$ se măsoară la aceeași scară la care este construit segmentul $\overline{AO}$, care reprezintă viteza n_0 la mersul în gol ideal.

Dacă segmentul $\overline{AO}$ se împarte într-o sută de părți egale, atunci segmentele $\overline{KC_0}$, $\overline{KE_0}$, $\overline{KG_0}$ și $\overline{KH_0}$, măsurate pe axa ordonatelor cu unitatea $\frac{\overline{AO}}{100}$, ne dau direct, în procente față de rezistența nominală, rezistențele R_a, $R_a - r_1$, $R_a - r_1 - r_2$ și $R_a - r_1 - r_2 - r_3$. În acest caz, segmentele $\overline{E_0C_0}$, $\overline{G_0E_0}$ și $\overline{H_0G_0}$ ne dau, în procente față de rezistența nominală a motorului, rezistențele r_1, r_2 și r_3, ale celor trei trepte de pornire.

Într-adevăr avem, evident:

$$\overline{E_0C_0} = \overline{KC_0} - \overline{KE_0} = R_a\,\% - (R_a - r_1)\,\% = r_1\,\%$$

$$\overline{G_0E_0} = \overline{KE_0} - \overline{KG_0} = (R_a - r_1)\,\% - (R_a - r_1 - r_2)\,\% = r_2\,\%.$$

și

$$\overline{H_0G_0} = \overline{KG_0} - \overline{KH_0} = (R_a - r_1 - r_2)\,\% - (R_a - r_1 - r_2 - r_3)\,\% = r_3\,\%,$$

Am spus, la începutul acestui paragraf, că intensitatea maximă a curentului se ia între 1,8 I_{an} și 2,5 I_{an}, I_{an} fiind intensitatea nominală a curentului. În ceea ce privește curentul minimum, el trebuie să fie mai mare decît curentul care corespunde sarcinii motorului în perioada de pornire. Se ia, obișnuit, curentul minimum mai mare cu 10%—20% decît curentul corespunzător sarcinii.

Exemplul 3-5. Se cere să se determine numărul treptelor de pornire și rezistențele acestor trepte pentru motorul derivație din aplicațiile precedente, știind că sarcina motorului la pornire este egală cu sarcina nominală.

Soluție: S-au ales pentru construcția diagramei de pornire a motorului, după o primă încercare nereușită, următoarele valori pentru curentul minimum și cel maximum:

$$I_{a\,min} = 1{,}14\,I_{an} = 1{,}14 \cdot 200 = 228\,A$$

și

$$I_{a\,max} = 2{,}00\, I_{an} = 2{,}00 \cdot 200 = 400\ A.$$

Scările folosite în construcția diagramei sînt: 1 mm = 4 A și 1 mm = 20 rot/min.

Din diagramă (fig. 3-14) rezultă imediat:

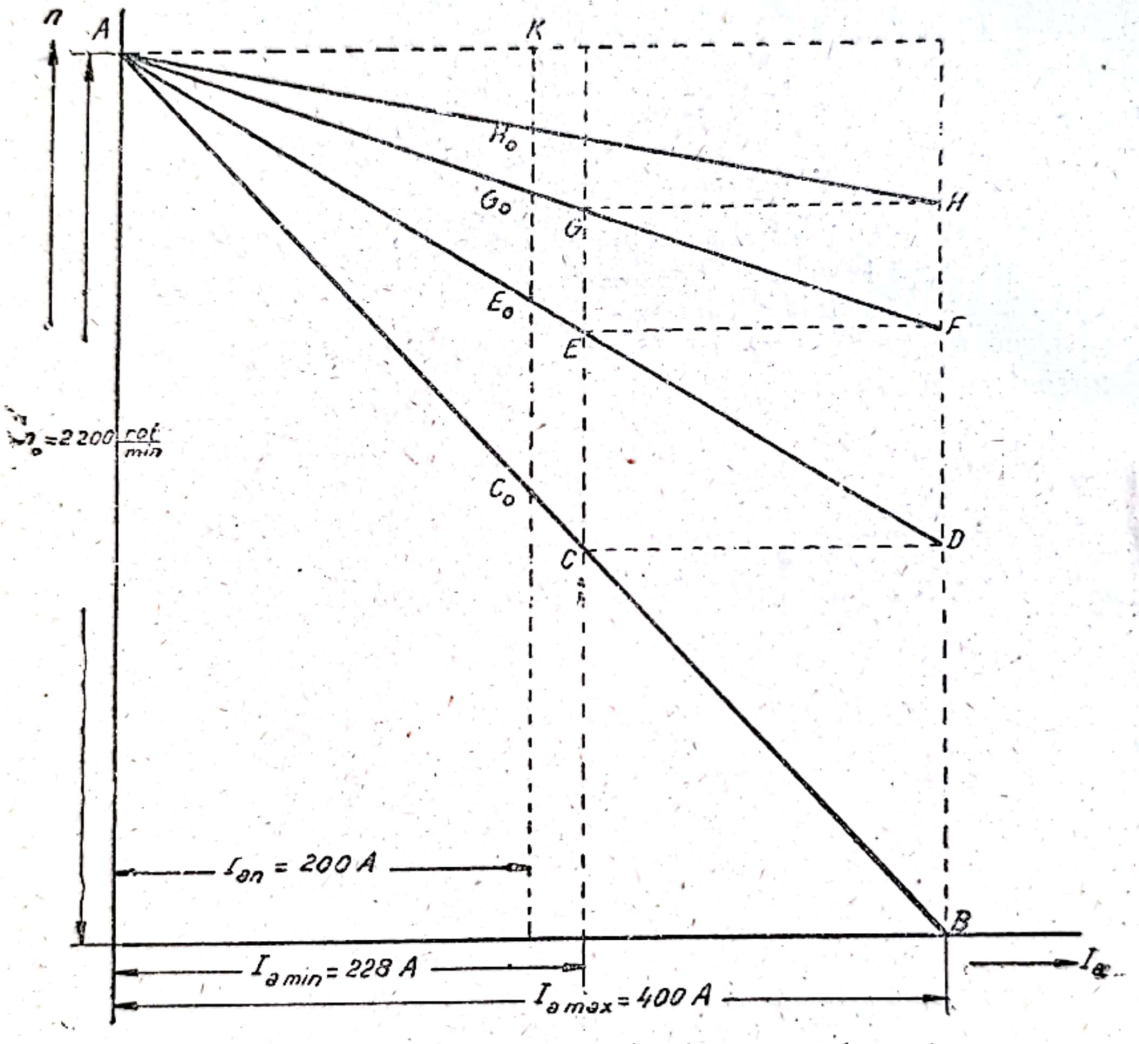


Fig. 3-14. Determinarea rezistențelor de pornire ale unui motor cu excitația derivație

$$R_a\,\% = \frac{\overline{KC_0}}{\overline{AO}}\,100 = \frac{1110}{2200}\,100 = 50{,}45\,\%$$

$$(R_a - r_1)\,\% = \frac{\overline{KE_0}}{\overline{AO}}\,100 = 28{,}1\,\%$$

$$(R_a - r_1 - r_2)\,\% = \frac{\overline{KG_0}}{\overline{AO}}\,100 = 13{,}89\,\%$$

Cum rezistența nominală a motorului este de 0,55 Ω rezultă:

$$R_a = \frac{50,45}{100} r_n = 0,28\ \Omega,$$

$$R_a - r_1 = \frac{28,1}{100} r_n = 0,15\ \Omega,$$

$$R_a - r_1 - r_2 = \frac{13,89}{100} r_n = 0,076\ \Omega.$$

Rezultă, apoi, din aceste relații:

$$r_1 = R_a - (R_a - r_1) = 0,28 - 0,15 = 0,13\ \Omega$$

și

$$r_2 = (R_a - r_1) - (R_a - r_1 - r_2) = 0,15 - 0,076 = 0,074\ \Omega.$$

În sfîrșit din relația

$$R_a = r_a + r_1 + r_2 + r_3,$$

rezultă imediat:

$$r_3 = R_a - r_a - r_1 - r_2 = 0,28 - 0,05 - 0,13 - 0,074 = 0,026\ \Omega$$

3-7. Observație importantă

Tot ce s-a spus în acest capitol cu privire la caracteristicile mecanice ale motoarelor cu excitația derivație se aplică întocmai și la caracteristicile mecanice ale motoarelor cu excitația independentă.

B. MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIA SERIE

3-8. Caracteristicile mecanice ale motorului

Fig. 3-15 *a* și *b* reprezintă două scheme de legătură a motoarelor cu excitație serie. În fig. 3-15 *a*, motorul este prevăzut, în afară de înfășurarea de excitație, și cu o înfășurare de comutație *B*—*G*. În fig. 3-15 *b*, înfășurarea de comutație este eliminată.

Spre deosebire de motorul cu excitația derivație, la care fluxul din indus este constant atîta timp cît nu ne atingem de reostatul de excitație, la motorul cu excitația serie, curentul din inductor fiind același ca și curentul din indus, fluxul variază odată cu sarcina motorului.

Legătura dintre flux și curent, dată de curba de magnetizare a motorului reprezentată în fig. 3-16, este greu de exprimat analitic. De aceea și expresia analitică a caracteristicii mecanice a motorului cu excitația serie este greu de stabilit, în afară de cazul cînd motorul lucrează pe porțiunea nesaturată *OA* a curbei sale de magnetizare. În acest caz,

179 P. D.

Scanned with OKEN Scanner

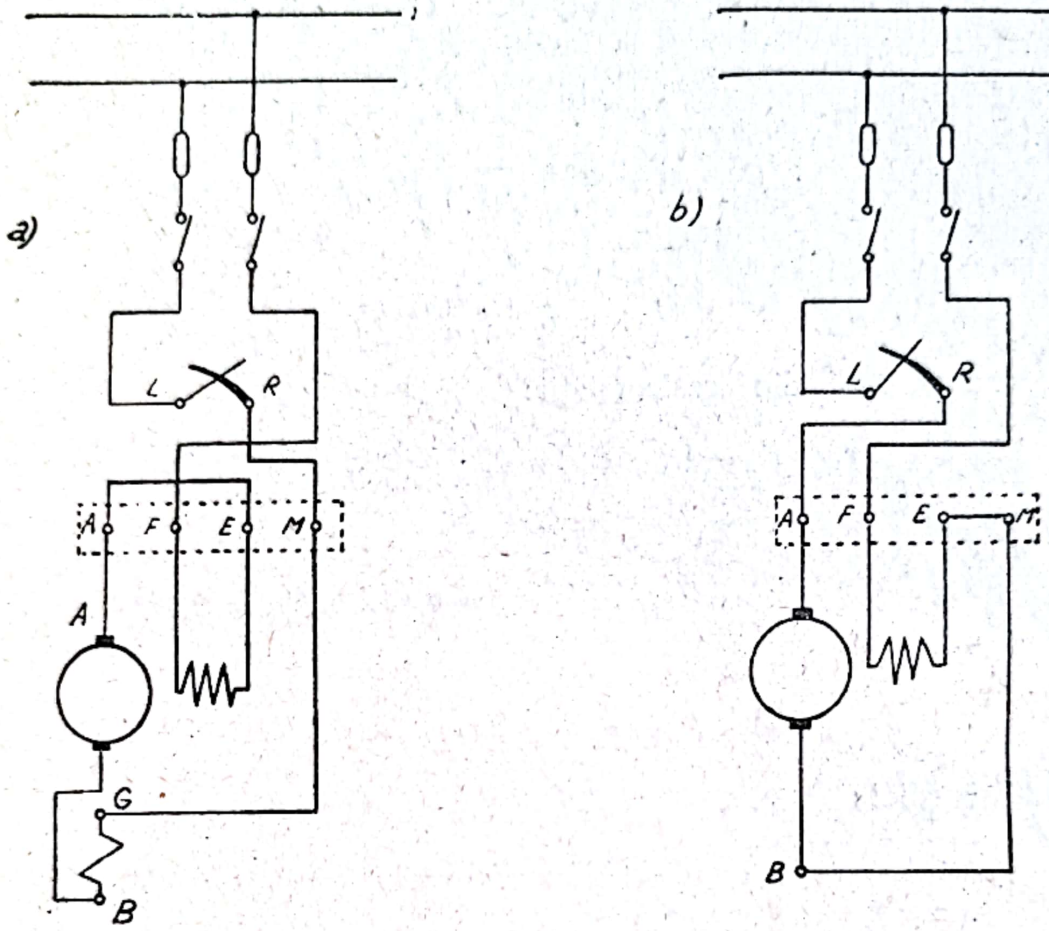


Fig. 3-15. Scheme de legătură pentru motorul de curent continuu cu excitația serie. AB — indus; FE — inductor; BG — înfășurare de comutație

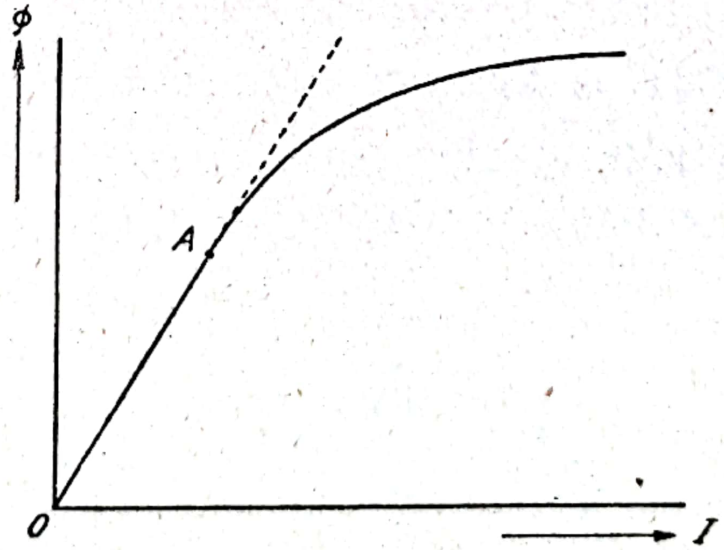


Fig. 3-16. Curba de magnetizare a motorului

fluxul Φ variind proporțional cu curentul I, după dreapta OA, avem, între Φ și I, relația

$$\Phi = \alpha I, \tag{3-33}$$

în care factorul α este constant.

Ținînd seama de această relație, ecuația echilibrului electric al motorului cu excitația serie

$$U = K_E n \Phi + R_a I$$

devine:

$$U = K_E n \alpha I + R_a I.$$

Scoțînd, din această relație, valoarea curentului și introducînd-o în expresia cuplului mecanic al motorului

$$M = K_M \Phi I = K_M \alpha I^2, \tag{3-34}$$

obținem:

$$M = \frac{K_M \alpha U^2}{(R_a + K_E \alpha n)^2}. \tag{3-35}$$

Relația (3-35), în care produsele $K_M \cdot \alpha$ și $K_E \cdot \alpha$ sînt constante și în care R_a rezistența totală a motorului este de asemenea constantă (dacă nu ne atingem de reostatul de pornire sau de reglaj), dîndu-ne legătura dintre viteza unghiulară n și cuplul M, reprezintă caracteristica mecanică a motorului. Dacă în circuitul motorului nu avem altă rezistență afară de aceea a înfășurării indusului și afară de aceea a înfășurării de excitație și dacă U este tensiunea nominală a motorului, atunci relația (3-35) reprezintă caracteristica naturală a motorului. Ea este reprezentată în planul axelor M — n (fig. 3-17) prin hiperbola 1. După cum rezultă din curba reprezentativă a caracteristicii mecanice naturale, ca și din expresia analitică a acestei caracteristici, viteza de rotație n scade foarte repede atunci cînd crește cuplul M al motorului. Rezultă că motorul cu excitația serie are o caracteristică mecanică moale sau, cum se mai spune, suplă.

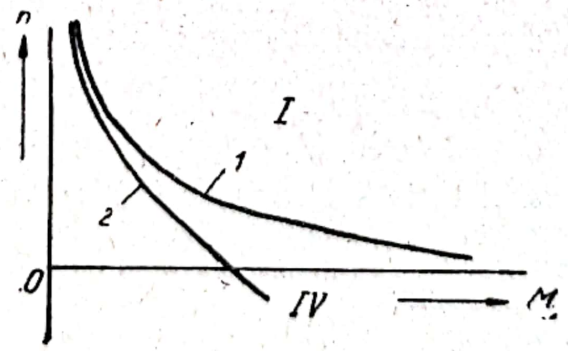


Fig. 3-17. Caracteristici mecanice ale motorului cu excitația serie

Motoarele cu astfel de caracteristici moi sînt folosite pentru acționarea mecanismelor executoare a căror sarcină variază brusc. La creșterea

bruscă a cuplului rezistent, are loc o micșorare apreciabilă a vitezei motorului și, deci, a sistemului motor-mecanism executor. Părțile învîrtitoare ale sistemului, a căror energie cinetică se micșorează mult, cedează arborelui motor o cantitate apreciabilă de energie, ajutînd astfel motorul să învingă sarcina sporită a mecanismului executor. În felul acesta, rețeaua electrică, la care este cuplat motorul, este scutită de șocuri puternice de curent.

Din fig. 3-17, mai rezultă că, atunci cînd cuplul static rezistent al mecanismului executor scade mult, tinzînd către zero, deci cînd scade cuplul motor M, viteza de rotație a motorului crește, putînd ajunge valori periculoase pentru siguranța indusului și a colectorului, valori la care, din cauza forțelor centrifuge ce iau naștere, legăturile frontale ale înfășurării indusului se rup și înfășurarea este scoasă afară din crestături. Pentru acest motiv, motoarele cu excitația serie nu se întrebuințează pentru acționarea mecanismelor executoare care au în decursul funcționării lor perioade de mers în gol sau perioade de mers cu o sarcină foarte mică, sau în orice caz, folosirea lor pentru acționarea unor astfel de mecanisme este extrem de limitată.

În sfîrșit, mai rezultă din fig. 3-17 că, atunci cînd cuplul motor M scade, tinzînd către zero, curba reprezentativă a caracteristicii mecanice tinde asimptotic către axa ordonatelor. Cum această curbă nu poate, deci, intersecta axa ordonatelor, urmează că motorul cu excitația serie nu poate lucra în regim de generator cu recuperare în conectarea sa obișnuită.

La pornirea motorului, cînd $n = 0$, expresia (3-35) a cuplului său motor devine:

$$M_p = \frac{\alpha \cdot K_M \cdot U^2}{R_a^2} \cdot \qquad (3\text{-}36)$$

Din această expresie rezultă că valoarea cuplului de pornire și, deci, a curentului I_p cerut de motor de la rețea în momentul pornirii este foarte ridicată, dacă rezistența R_a se reduce, ca în cazul caracteristicii naturale, numai la rezistența înfășurării indusului și la rezistența circuitului inductor. Pentru a micșora cuplul și, deci, curentul de pornire, trebuie să se conecteze, în serie cu indusul și inductorul, o rezistență adițională R_p astfel încît curentul de pornire

$$I_p = \frac{U}{R_a} = \frac{U}{r_a + r_e + R_p},$$

în care r_e este rezistența electrică a inductorului, să nu depășească o anumită valoare maximă, compatibilă cu siguranța izolației înfășurărilor. Obișnuit, acest curent maximum, I_{max}, se ia între $2\,I_n$ și $2{,}5\ I_n$, I_n fiind curentul nominal al motorului.

Alegînd, de exemplu, $I_p = 2\,I_n$, cuplul de pornire:

$$M_p = \frac{\alpha K_M U^2}{R_a^2} = \alpha K_M I_p^2 = 4\,\alpha K_M I_n^2,$$

este de patru ori mai mare decît cuplul nominal, se înțelege în cazul ipotetic considerat, cînd caracteristica de magnetizare a motorului este

o linie dreaptă chiar și pentru dublul curentului nominal. Dar, chiar în cazul unui motor real, al cărui circuit magnetic este saturat, fluxul din indus pentru un curent de două ori mai mare decît cel nominal fiind cuprins între 1,2 ÷ 1,3 din valoarea fluxului nominal Φ, cuplul de pornire al motorului cu excitația serie este, obișnuit, de 2,4 ÷ 2,6 ori mai mare decît cuplul nominal. Rezultă că durata de pornire, cu un curent egal cu dublul curentului nominal, la un motor cu excitația serie este mai scurtă decît durata de pornire a unui motor cu excitația derivație, la care, fluxul rămînînd constant, momentul de pornire, pentru $I_p = 2I_n$, este numai de două ori mai mare decît cuplul nominal. Acest fapt constituie un avantaj pentru motorul cu excitația serie.

Dacă cuplul dezvoltat de motor în momentul pornirii sale este mai mic decît cuplul static rezistent al mecanismului executor pe care-l acționează, motorul se va învîrti în sens contrar sensului cuplului dezvoltat. El va funcționa, în acest caz, în regim de cuplare inversă, după o caracteristică cuprinsă în cadranul IV al axelor de coordonate, vezi curba 2 din fig. 3-17.

Se înțelege că pentru ca, motorul funcționînd în regim de cuplare inversă, cuplul motor și, deci, intensitatea curentului cerut de motor de la rețea să aibă valori limitate la anumite valori admisibile, trebuie să se conecteze în circuitul motorului, în serie cu înfășurarea indusului și aceea a inductorului, o rezistență suplimentară corespunzătoare.

3-9. Caracteristicile inițiale ale motorului cu excitația serie

Ecuația (3-35) a caracteristicilor mecanice ale unui motor cu excitația serie, ecuație care ne-a permis să tragem concluziile de mai sus cu privire la funcționarea motoarelor cu o astfel de excitație, nu poate fi folosită pentru calculul unei acționări electrice, ecuația fiind stabilită în ipoteza că circuitul magnetic al motorului este nesaturat, ceea ce nu corespunde realității.

Cum pe de altă parte, așa după cum s-a pomenit deja, nu se poate obține o expresie analitică simplă a caracteristicilor mecanice ale motorului cu excitația serie, din cauza relației analitice complicate care leagă fluxul din indus de curent, este necesar să se cunoască pentru fiecare motor cu excitația serie caracteristica sa naturală $n = \varphi(I)$ sau $n = f(M)$.

Cunoscînd această caracteristică naturală, se pot deduce ușor caracteristicile artificiale corespunzătoare diferitelor rezistențe suplimentare conectate în circuitul motorului, caracteristici de care avem nevoie pentru studiul regimurilor de funcționare ale motorului, pentru studiul regimurilor tranzitorii, pentru determinarea numărului de trepte ale reostatului de pornire, pentru determinarea rezistențelor acestor trepte etc.

Caracteristica mecanică naturală dată de una din relațiile $n = \varphi(I)$ sau $n = f(M)$, caracteristică de la care pornim pentru determinarea caracteristicilor artificiale de care avem nevoie, caracteristică pe care trebuie să o cunoaștem pentru fiecare motor, poartă numele de caracteristica inițială a motorului cu excitația serie.

Scanned with OKEN Scanner

3-10. Caracteristica universală a motorului cu excitația serie

Am arătat la sfîrșitul paragrafului (2-11) ce se înțelege prin caracteristică universală a unui motor electric în genere, deci și a unui motor cu excitația serie.

De astfel de caracteristici universale au nevoie proiectanții de acționări electrice pentru a evita necesitatea adunării caracteristicilor inițiale ale tuturor motoarelor cu excitația serie dintr-o serie de astfel de motoare, sau nevoia de a trasa, pe baza datelor fiecărui motor din serie, caracteristica sa inițială.

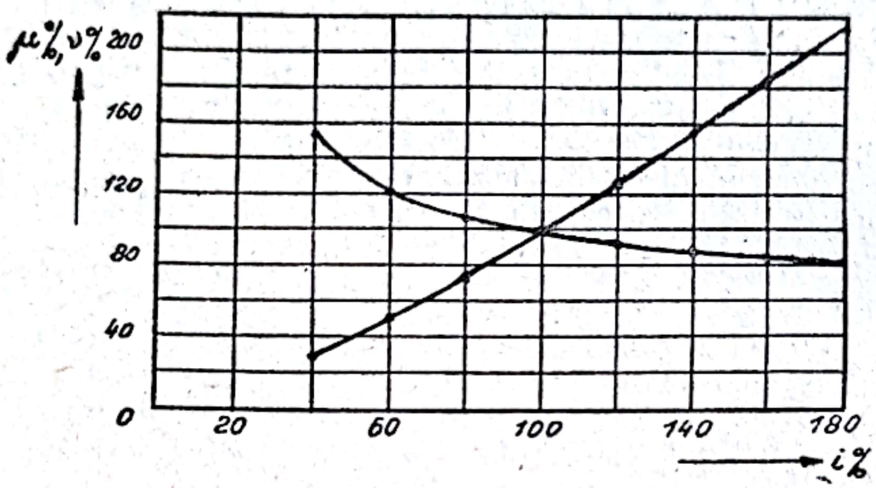


Fig. 3-18. Caracteristicile universale ale motorului cu excitația serie (motor pentru care sînt valabile datele din tabela 2-1)

În tabela 2-1 sînt înscrise datele necesare construirii caracteristicii universale a tuturor motoarelor de curent continuu cu excitația serie, folosite de Uniunea Sovietică pentru macarale, iar în fig. 3-18 sînt date caracteristicile universale $\nu = \varphi(i)$ și $\mu = \varphi'(i)$ pentru motoarele cu excitația serie folosite în industrie.

Cu ajutorul caracteristicii universale din fig. 3-18, construită în valori relative, putem construi ușor caracteristicile inițiale, în valori absolute, pentru oricare motor din serie, dacă se cunosc datele sale nominale. Într-adevăr, fiind cunoscute, din fișa motorului, datele nominale I_n și n_n, punctul de pe caracteristica inițială $n = \varphi(I)$, corespunzător funcționării nominale a motorului, este precis determinat prin coordonatele sale I_n și n_n. Pentru a găsi un punct oarecare de pe caracteristica inițială corespunzător unui curent oarecare I, se află valoarea relativă, în procente, a curentului:

$$i\% = \frac{I}{I_n} 100 \cdot$$

Se citește apoi valoarea vitezei relative $\nu\%$ care corespunde, pe caracteristica universală, curentului $i\%$. Se află, în urmă, valoarea în mărime absolută a vitezei corespunzătoare curentului I:

$$n = \frac{\nu \cdot n_n}{100} \cdot$$

Punctul căutat este determinat prin coordonatele sale I și n.

Exemplul 3-6. Se dă motorul de curent continuu cu excitația serie ale cărui date nominale sînt: $U_n = 220$ V, $I_n = 80$ A, $n_n = 660$ rot/min și se cere să se traseze caracteristica sa inițială $n = \varphi(I)$.

Soluție: Folosindu-ne de caracteristica universală dată în fig. 3-18 și ținînd seama de valorile nominale I_n și n_n ale motorului se calculează, așa cum s-a arătat în paragraful precedent, datele înscrise în tabelul de mai jos

Tabela 3-1

Datele necesare trasării caracteristicii inițiale a motorului din exemplul 3-6

$i\%_n$	40	60	80	100	120	140	160	180	200
I (A)	32	48	64	80	96	112	128	144	160
$v\%_0$	152,5	121	107,5	100	94,5	90	85,5	81,6	78,3
$n\left(\frac{\text{rot}}{\text{min}}\right)$	1006,5	798,6	709,5	660	623,7	594	564,3	538,6	516,8

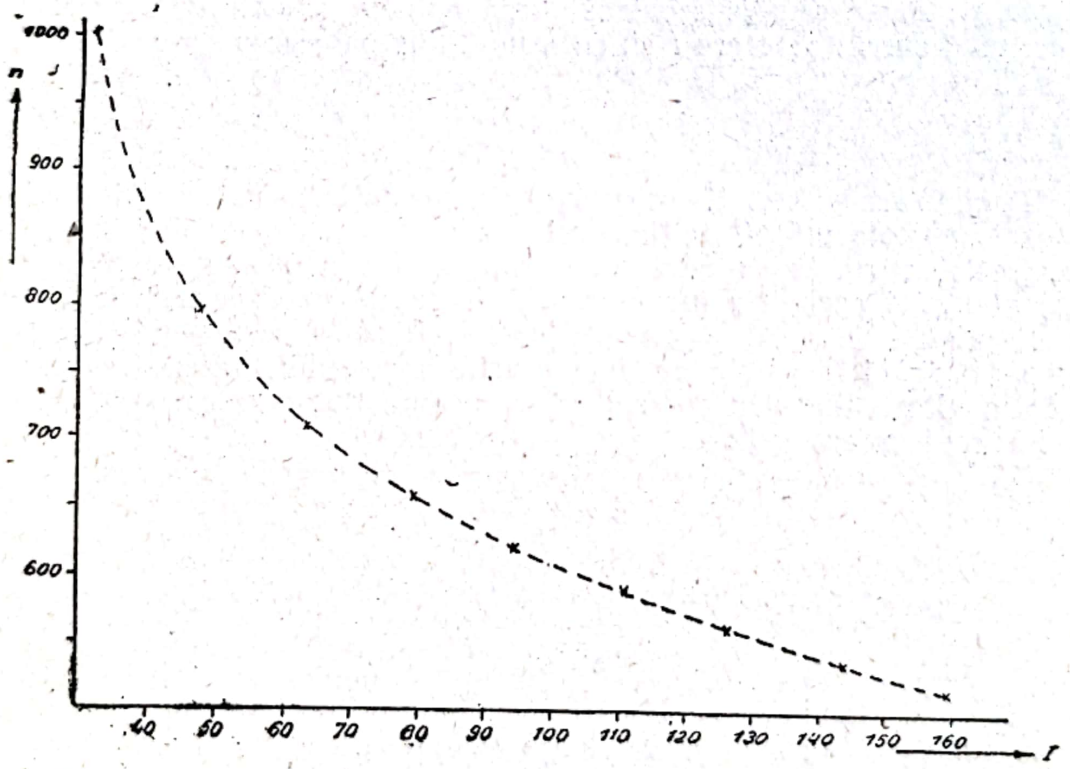


Fig. 3-19. Trasarea caracteristicii inițiale a unui motor cu excitație serie

Servindu-ne de perechile de valori I și n înscrise în liniile 2 și 4 ale tabelului de mai sus, trasăm prin puncte, la scările 1 mm = 2 amperi și 1 mm = 5 rot/min, caracteristica cerută, caracteristică reprezentată în fig. 3-19.

Calculînd cu ajutorul formulei $M_n = \dfrac{60\, U_n I_n}{2\pi n_n}$ cuplul nominal al motorului, se poate trasa caracteristica inițială $n = f(M)$ a motorului dat, exact la fel cum s-a trasat mai sus caracteristica inițială $n = \varphi(I)$.

3-11. Caracteristica mecanică limită a unui motor cu excitația serie

Se înțelege prin caracteristică limită a unui motor cu excitația serie legătura dintre viteza de rotație a motorului și curentul cerut de motor de la rețea, în ipoteza că rezistența electrică R_a a motorului este zero. Este evident că această ipoteză nu este reală, fiindcă, oricît de mici ar fi rezistențele înfășurărilor indusului și ale inductorului, aceste rezistențe au totuși o valoare diferită de zero. Totuși, cunoașterea caracteristicii limită este extrem de utilă pentru trasarea caracteristicilor mecanice artificiale de care avem nevoie pentru studiul diferitelor regimuri de funcționare ale motorului cu excitația serie, precum și pentru determinarea numărului de trepte ale reostatului de pornire și a rezistențelor acestor trepte.

Pentru a determina ecuația caracteristică limită a motorului cu excitația serie, scriem ecuația de echilibru electric al acestuia:

$$U = E + R_a I = K_E n \Phi + R_a I .$$

Din această ecuație scoatem viteza reală n a motorului corespunzătoare unui curent oarecare I și, deci, unui flux oarecare:

$$n = \frac{U - R_a I}{K_E \cdot \Phi} \qquad (3\text{-}37)$$

Dacă în această relație, care reprezintă ecuația caracteristicii mecanice naturale a motorului (ecuația, deci a caracteristicii sale inițiale), atunci cînd rezistența R_a se reduce numai la rezistența $r_a + r_e$ a înfășurării indusului și a aceleia a inductorului, și ecuația unei caracteristici artificiale, atunci cînd $R_a = r_a + r_e + R$, R fiind o rezistență exterioară oarecare legată în serie cu înfășurările motorului, facem pe $R_a = 0$, obținem viteza limită n corespunzătoare unui flux oarecare Φ și, deci, unui curent oarecare I:

$$n_l = \frac{U}{K_E \Phi} . \qquad (3\text{-}38)$$

Scoțînd din această expresie valoarea produsului $K_E \Phi$:

$$K_e \Phi = \frac{U}{n_l} \qquad (3\text{-}39)$$

și înlocuind această valoare în relația (3-37), obținem:

$$n = \frac{U - R_a I}{U} n_l , \qquad (3\text{-}40)$$

sau

$$n_l = \frac{U \cdot n}{U - R_a I} . \qquad (3\text{-}41)$$

Această din urmă relație, care reprezintă expresia analitică a caracteristicii limită a motorului cu excitația serie, ne dă posibilitatea să

construim ușor curba reprezentativă a acestei caracteristici, dacă cunoaștem caracteristica inițială a motorului.

Pentru aceasta se dau curentului I diferite valori: I_1, I_2, I_3, ... Aceste valori se poartă în Oa_1, Oa_2, Oa_3, ... pe axa absciselor din planul axelor de coordonate $I-n$, plan în care este trasată curba 1 care reprezintă caracteristica inițială $n=\varphi(I)$ a motorului (fig. 3-20). Prin punctele a_1, a_2, a_3, ..., se ridică perpendiculare pe axa absciselor. Aceste perpendiculare taie curba 1 a caracteristicii inițiale în punctele $A_1, A_2, A_3, \ldots$ Se măsoară, la scara la care au fost trasate ordonatele caracteristicii inițiale, ordonatele n_1, n_2, n_3,..., corespunzătoare punctelor A_1, A_2, A_3,...

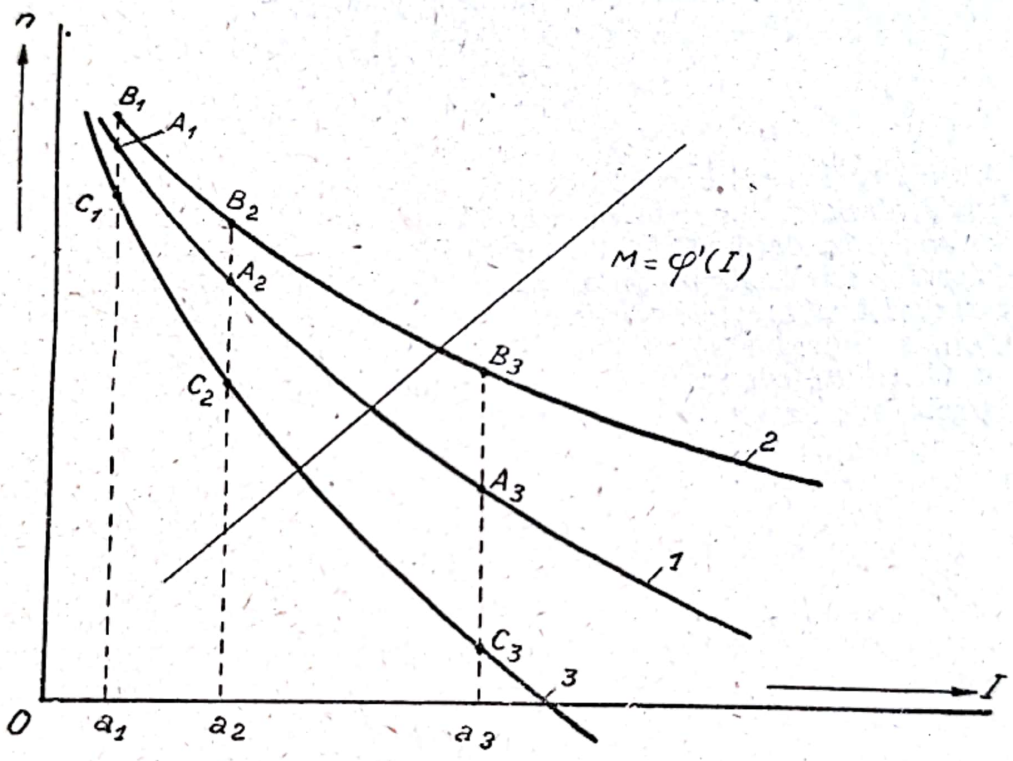


Fig. 3-20. Trasarea caracteristicii limită și a caracteristicii artificiale

Introducînd în ecuația (3-41) a caracteristicii limită, pe rînd, valorile I_1, n_1; I_2, n_2; I_3, n_3; ... se obțin valorile $n_{l1}, n_{l2}, n_{l3}, \ldots$ ale vitezei limită n_l, valori corespunzătoare curenților I_1, I_2, I_3, ... Purtînd valorile găsite n_{l1}, n_{l2}, n_{l3}, ... ale vitezei limită pe ordonatele punctelor a_1, a_2, a_3, ..., în a_1B_1, a_2B_2, a_1B_3, .., obținem punctele B_1, B_2, B_3, ... Unind aceste puncte căpătăm curba 2, curbă care reprezintă caracteristica limită a motorului cu excitația serie a cărui caracteristică inițială este dată de curba 1.

Este de observat că, pentru valori mici ale curentului, curba 2 a caracteristicii limită este foarte apropiată de curba 1 a caracteristicii inițiale; apoi, pe măsură ce curentul crește, caracteristica limită se depărtează de caracteristica inițială, care pentru valori mari ale curentului scoboară sub axa absciselor, în cadranul al IV-lea, în timp ce caracteristica limită a mașinii, conform relației (3-38), încetează să mai coboare atunci cînd circuitul magnetic se saturează, devenind aproape paralelă cu axa absciselor.

3-12. Caracteristicile mecanice artificiale ale motorului cu excitația serie funcționînd în regim de motor și în regim de cuplare inversă

Am văzut în paragraful precedent că ecuația caracteristicii mecanice artificiale pentru o rezistență oarecare R conectată în circuitul motorului, cînd rezistența sa totală $R_a = r_a + r_e + R$, este:

$$n = \frac{U - R_a I}{K_E \Phi} \tag{3-37}$$

Dacă în această ecuație introducem în locul produsului $K_E\Phi$ valoarea sa dată de relația (3-39) obținem relația

$$n = \frac{U - R_a I}{U} n_l \tag{3-40}$$

Cu ajutorul acestei relații se poate ușor trasa caracteristica mecanică artificială, dacă se cunoaște caracteristica sa limită.

Într-adevăr, dacă în fig. 3-20 curba 2 reprezintă caracteristica limită a motorului cu excitația serie, atunci, pentru a determina punctul de pe caracteristica mecanică artificială corespunzător unui curent oarecare $i_1 = Oa_1$, se introduc în relația (3-37) valorile I_1 și $n_{l1} = a_1 B_1$ și se obține viteza n_1 corespunzătoare funcționării motorului, cu curentul I_1, pe caracteristica artificială. Valoarea vitezei n_1, astfel obținută, se poartă pe ordonata a_1B_1 din a_1 pînă în C_1, la scara la care a fost trasată și viteza limită n_{l1}. Punctul C_1 astfel determinat aparține caracteristicii artificiale. Se pot obține în felul acesta oricîte puncte ale caracteristicii artificiale, puncte care determină această caracteristică (curba 3 din fig. 3-20).

Din această caracteristică artificială, dată sub forma $n = \varphi(I)$, se poate deduce caracteristica artificială sub forma $n = f(M)$, servindu-ne de relația

$$M = K_M \Phi I$$

care este valabilă pentru orice valoare a rezistenței R și care este reprezentată în fig. 3-20 prin curba 3, $M = \varphi'(I)$.

Pentru ca diagrama care conține caracteristicile mecanice ale motorului să aibă o valabilitate generală, aceste caracteristici se construiesc în unități relative:

$$\nu\,\% = \frac{n}{n_n} 100,\ i\,\% = \frac{I}{I_n} 100 \text{ și } \mu\,\% = \frac{M}{M_n} 100.$$

În acest scop, pentru fiecare valoare relativă, în procente, a rezistenței exterioare R față de rezistența nominală r_n a motorului și anume pentru

$$R = 0\,\%\, r_n,\ 5\,\%\, r_n,\ 10\,\%\, r_n, \ldots,\ 35\,\%\, r_n,\ 40\,\%\, r_n,\ 45\,\%\, r_n,$$
$$50\,\%\, r_n,\ 60\,\%\, r_n, \ldots,\ 100\,\%\, r_n,\ 120\,\%\, r_n, \ldots\ 180\,\%\, r_n \text{ și } 200\,\%\, r_n,$$

se atribuie curentului cerut de motor diferite valori și anume:

$$I = 9\,\%\, I_n,\ 20\,\%\, I_n,\ 40\,\%\, I_n, \ldots,\ 100\,\%\, I_n, \ldots\ 140\,\%\, I_n \text{ și } 160\,\%\, I_n.$$

Scanned with OKEN Scanner

Se calculează apoi pentru fiecare valoare i a curentului, socotită în unități relative:

a) valorile corespunzătoare μ ale cuplului motor, servindu-ne de relația $M = k_M \Phi I$ sau mai bine, de curba $M = \varphi'(I)$, care reprezintă această relație;

b) valorile corespunzătoare ν ale vitezei limită n_l, servindu-ne de caracteristica limită $n_l = \varphi(I)$;

c) valorile corespunzătoare, în procente, ale căderii de tensiune și

d) valorile corespunzătoare ν ale vitezei n, servindu-ne de relația (3-40).

Cu datele calculate, așa cum s-a arătat mai sus, pentru fiecare valoare a rezistenței exterioare R, se construiesc în sfîrșit curbele $\nu = f(\mu)$ și $i = f_1(\mu)$. Aceste din urmă curbe, $i = f_1(\mu)$, sînt confundate într-una singură, după cum era de așteptat.

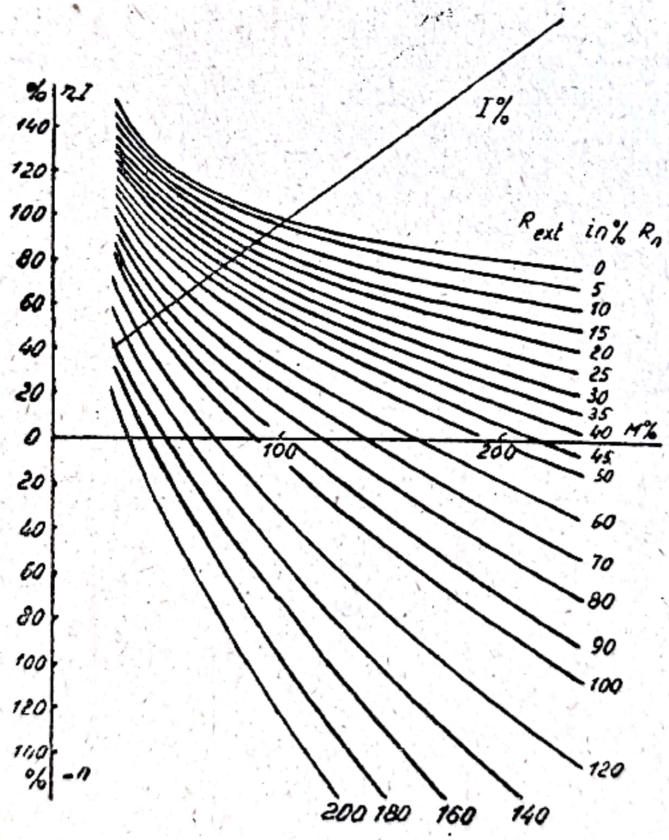


Fig. 3-21. Caracteristicile mecanice artificiale ale motoarelor cu excitația serie tip KPD

Să observăm că pentru valori ale curentului egale cu raportul dintre tensiunea și rezistența totală a motorului, viteza n se anulează. Ea devine negativă pentru valorile curentului care depășesc acest raport. Porțiunile din caracteristicile mecanice $\nu = f(\mu)$, pentru care $\nu < 0$, se găsesc în cadranul IV al planului $\mu - \nu$ și ele corespund funcționării motorului în regim de cuplare inversă.

Scanned with OKEN Scanner

În fig. 3-21 sînt reprezentate caracteristicile artificiale, construite așa după cum s-a arătat mai sus, ale unui motor serie sovietic de tip KPD de o putere nominală $P_n = 47$ kW.

Caracteristicile din această figură, reprezentate în unități relative, sînt valabile pentru toate motoarele serie de același tip constructiv, cu alte cuvinte, pentru toate motoarele de tip KPD ale căror puteri sînt cuprinse între 12 și 135 kW.

Prin urmare, caracteristica mecanică naturală din această figură, caracteristică corespunzătoare rezistenței exterioare $R = 0\%$ $r_n = 0$, este în același timp și caracteristica naturală universală a tuturor motoarelor serie de tipul KPD; la fel caracteristicile artificiale corespunzătoare diferitelor valori, diferite de zero, ale rezistenței exterioare R sînt caracteristici universale pentru toate motoarele din seria considerată.

3.13. Funcționarea motoarelor cu excitația serie în regim de generator

Să presupunem că motorul serie din fig. 3-22 *a* acționează un mecanism executor oarecare și că, la un moment dat, vrem să oprim în foarte scurt timp sistemul motor-mecanism.

În acest scop, deconectăm motorul de la rețea și legăm bornele sale la o rezistență exterioară R (fig. 3-22 *b*), după ce am schimbat, în prealabil, legăturile inductorului cu indusul, astfel ca borna E a inductorului să fie legată cu borna A a indusului și nu cu borna H.

Arborele mașinii va continua să se învîrtă mai departe datorită inerției părților învîrtitoare ale sistemului motor-mecanism și mașina va funcționa, evident, în regim de generator.

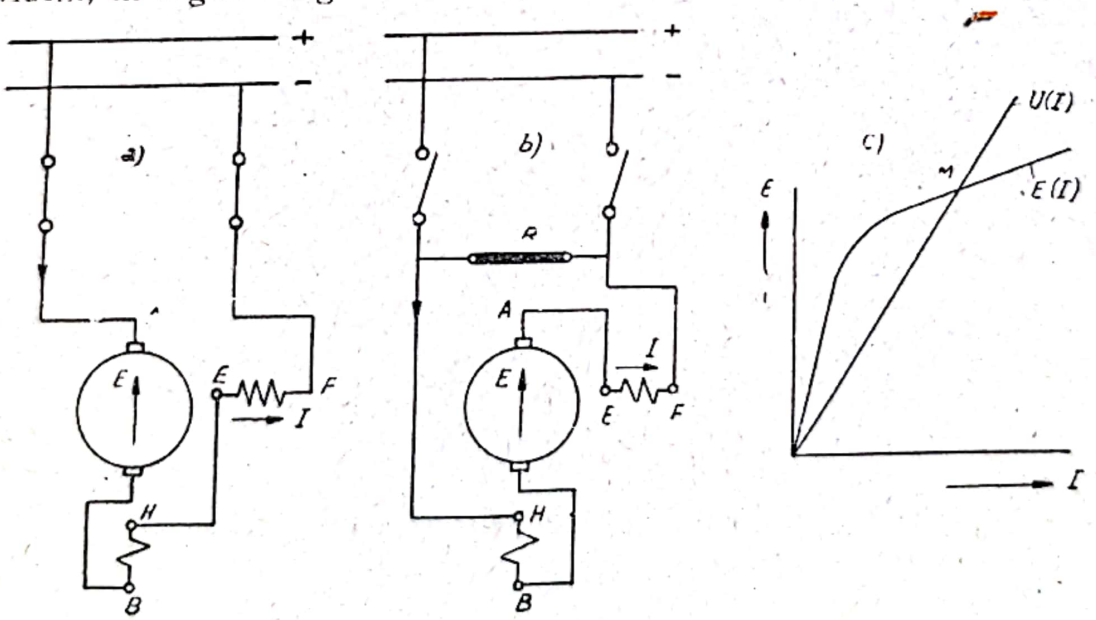


Fig. 3-22. *a*) Funcționarea mașinii ca motor; *b*) funcționarea mașinii ca generator; *c*) caracteristicile $E = f(I)$ și $U = f(I)$

Datorită magnetismului remanent, se va induce în înfășurarea, care se învîrte, a indusului o forță electromotoare de același sens cu sensul pe care-l avea forța electromotoare cînd mașina funcționa în regim de motor.

Această forță electromotoare dă naștere unui curent care întărește cîmpul magnetic produs de magnetismul remanent; forța electromotoare crește, crește curentul produs de această forță electromotoare și așa mai departe, pînă cînd forța electromotoare ajunge la valoarea dată de ordonata mM a punctului de intersecție a caracteristicii $E(I)$ corespunzătoare turației pe care o avea mașina în momentul deconectării sale de la rețea și a caracteristicii $U(I)$ a inductorului (dreapta caracteristică a excitației).

Puterea electrică $EI = R_a I^2$ produsă de generator, fiind luată de la arborele motor, care la rîndul său, o primește de la părțile învîrtitoare ale sistemului mecanism-motor, energia cinetică a acestor părți învîrtitoare scade repede și motorul, deci și mecanismul executor, își micșorează foarte repede viteza sa de rotație și se oprește.

Dacă nu s-ar fi schimbat legăturile dintre indus și inductor, după deconectarea motorului de la rețea, procesul de excitație a mașinii n-ar fi fost posibil.

Într-adevăr, în acest caz, forța electromotoare indusă, după deconectare, de magnetismul remanent ar da naștere unui curent al cărui sens în indus ar fi același ca și în cazul precedent, dar în inductor, ținînd seama de legătura sa cu indusul, sensul curentului ar fi opus aceluia din fig. 3-22*b*. Acest curent demagnetizează circuitul magnetic al mașinii. Magnetismul remanent se anulează în scurt timp și, din acest moment, oricît s-ar mai învîrti indusul, forța sa electromotoare rămîne nulă. Mașina nu mai poate lucra ca generator.

Pentru a determina ecuația caracteristicii mecanice a mașinii, în cazul funcționării sale în regim de generator, caracteristică corespunzătoare rezistenței totale $R_a = r_a + r_e + R$ a mașinii, pornim de la relația (3-37),

$$n = \frac{U - R_a I}{K_E \Phi},$$

în care înlocuim produsul $K_E \Phi$ prin expresia sa în funcție de viteza limită, expresie dată de relația (3-39)

$$K_E \Phi = \frac{U}{n_l}$$

și ținem seama că, în acest caz, tensiunea aplicată la bornele mașinii $U = 0$.

Obținem astfel relația

$$n = -\frac{R_a I}{U} n_l, \qquad (3\text{-}42)$$

care ne dă ecuația caracteristicii mecanice căutate.

Este de observat că în această ecuație curentul I din indusul mașinii, fiind de sens opus curentului care traversează indusul în cazul funcționării în regim de motor, este negativ. În consecință, viteza n este pozitivă, de același sens, deci, cu viteza pe care o avea mașina înainte de deconectare, ceea ce, de altfel, am admis de la început.

Ecuația (3-42) ne dă posibilitatea să trasăm caracteristicile mecanice ale mașinii serie funcționînd în regim de generator pentru diferitele valori ale rezistenței totale $R_a = r_a + r_e + R$ a mașinii.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru aceasta atribuim curentului I diferite valori I_1, I_2, I_3, ... Acestor valori, atribuite curentului, le corespund pe caracteristica limită a mașinii, trasată așa cum s-a arătat în fig. 3-20, valorile n_{l1}, n_{l2}, n_{l3}, ... ale vitezei limită n_l.

Introducem pe rînd în ecuația (3-42), valorile I_1, I_2, I_3, ... ale curentului, cu semnul minus însă, și valorile corespunzătoare n_{l1}, n_{l2}, n_{l3}, ... ale vitezei limită. Obținem, în felul acesta, valorile n_1, n_2, n_3, ... ale vitezei mașinii funcționînd în regim de generator, valori corespunzătoare curenților — I_1, — I_2, — I_3, ...

Cu valorile, astfel determinate, ale curenților și vitezelor respective, se trasează caracteristica mecanică căutată, corespunzătoare valorii ce s-a atribuit rezistenței R_a în ecuația (3-42).

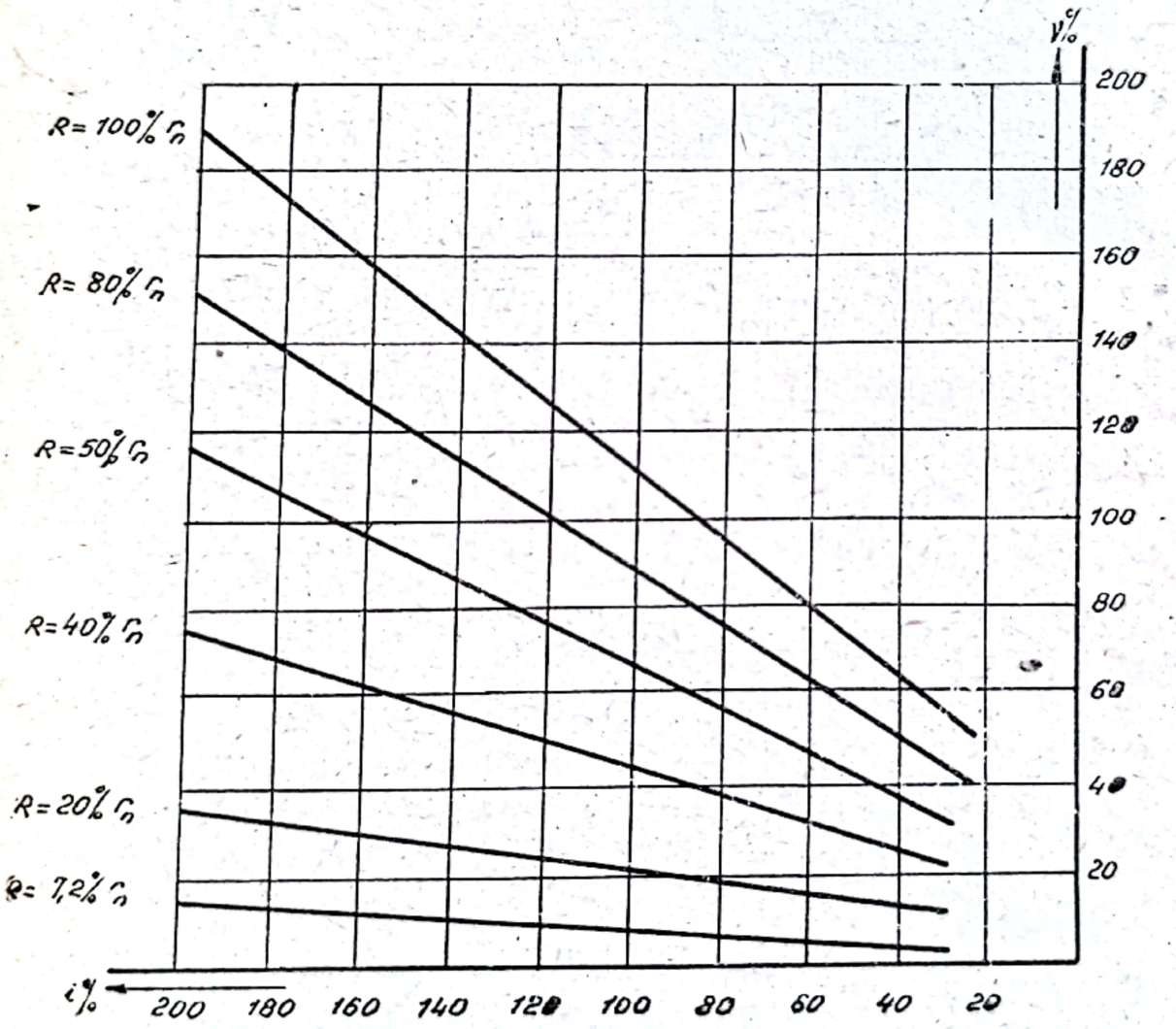


Fig. 3-23. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de tip KPD pentru funcționarea lor în regim de generator

Obișnuit însă, se trasează caracteristicile mecanice ale mașinii lucrînd în regim de generator în unități relative, în care caz ele sînt valabile pentru toate mașinile de același tip constructiv, din aceeași serie.

Astfel în fig. 3-23 sînt trasate caracteristicile mecanice $v = \varphi(i)$ pentru regimul de funcționare în generator a motoarelor serie de tip KPD.

Din caracteristicile trasate în planul $i - v$, se pot deduce ușor, servindu-ne de relația care există între cuplul și curentul dintr-o mașină cu excitația serie, caracteristicile mașinii în planul axelor $\mu - v$.

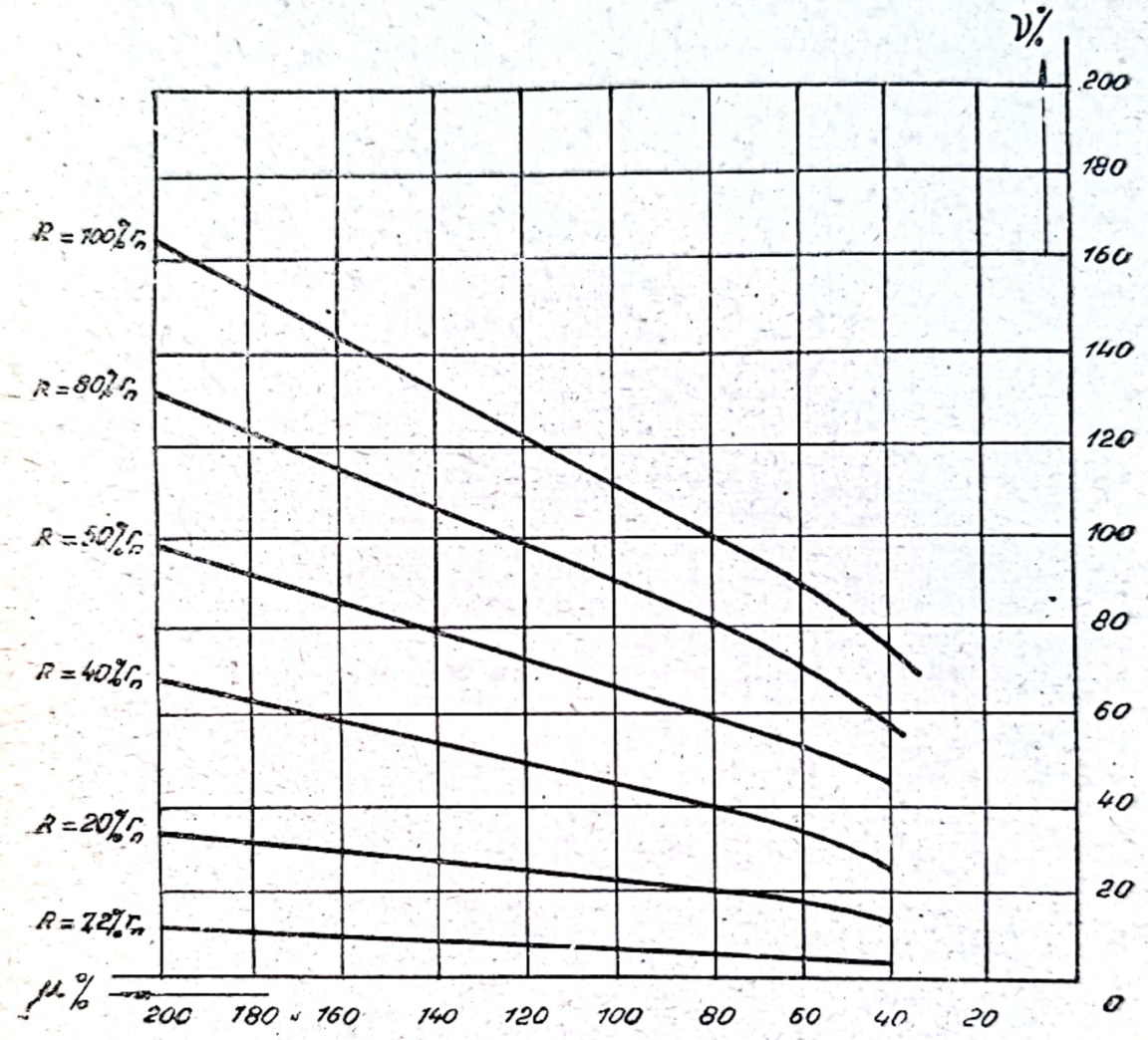


Fig. 3-24. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de tip KPD pentru funcționarea lor în regim de generator

În fig. 3-24 sînt trasate aceste din urmă caracteristici pentru aceleași motoare de tip KPD în planul $\mu - v$.

Atît caracteristicile din fig. 3-23, cît și acelea din fig. 3-24 sînt cuprinse în cadranul al doilea al axelor de coordonate.

Cuplul de frînare $M = K_E \Phi I$ al unui motor serie, atunci cînd el lucrează în regim de generator, scade mult odată cu micșorarea curentului, deoarece odată cu micșorarea acestuia se micșorează și fluxul inductor. Din această cauză, frînarea nu se poate face atît de repede cît ar fi de dorit în unele cazuri.

Pentru a scurta durata de frînare, se folosește funcționarea motorului în regim de generator cu excitație exterioară. Pentru a realiza această funcționare, legăturile motorului, după deconectarea sa de la rețea, se fac așa cum se vede în fig. 3-25.

In această figură, R_e reprezintă o rezistență exterioară legată în serie cu înfășurarea inductorului, care se conectează la rețea, pentru a limita la o valoare convenabilă intensitatea curentului de excitație.

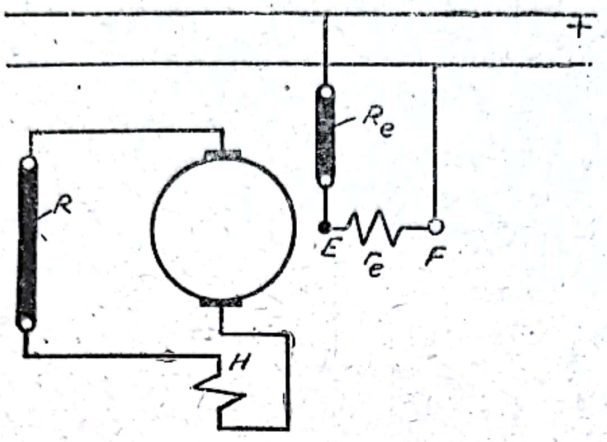


Fig. 3-25. Funcționarea motorului serie în regim de generator cu excitație independentă

Se înțelege că, în cazul funcționării motorului după schema din fig. 3-25, cuplul de frînare nu mai scade așa de mult atunci cînd curentul se micșorează, deoarece curentul de excitație și, deci, fluxul păstrează o valoare constantă, destul de mare, aceea determinată de rezistența exterioară R_e legată în serie cu circuitul inductorului. Durata procesului de frînare este astfel scurtată.

3-14. Calculul rezistențelor de pornire ale motoarelor de curent continuu cu excitația serie

Pentru limitarea curentului, în momentul pornirii, la o valoare admisibilă I_{max}, compatibilă cu siguranța izolației motorului, valoare care este obișnuit de $1{,}5\ I_n \div 2{,}5\ I_n$, se intercalează în circuitul motorului o rezistență exterioară, rezistența unui reostat de pornire.

Sub influența cuplului dezvoltat de motor, la trecerea prin circuitul acestuia a curentului de pornire I_{max}, motorul începe să se învîrtă și își accelerează treptat mersul. Pe măsură ce viteza unghiulară a motorului crește, crește și forța sa electromotoare E și, în consecință, curentul

$$I = \frac{U - E}{R_a},$$

cerut de motor de la rețea, scade. Cînd curentul ajunge la o anumită valoare minimă, I_{min}, se micșorează rezistența exterioară, iar curentul crește din nou la valoarea maximă I_{max}, pentru ca, apoi, să descrească din nou.

Ne propunem să determinăm modul în care trebuie să variem rezistența exterioară, pentruca intensitatea curentului cerut de motor de la rețea să rămînă cuprinsă, în tot timpul procesului de pornire, între valorile limită I_{max} și I_{min}.

Pentru aceasta este nevoie să figurăm în diagrama de pornire a motorului curbele în lungul cărora curentul este constant și anume I_{max} sau I_{min}.

În acest scop, în relația cunoscută

$$U = K_E \Phi n + R_a I,$$

care exprimă echilibrul electric al mașinii, să facem pe rînd pe $I = I_{max}$ și $I = I_{min}$ și fie Φ_{max} și Φ_{min} valorile corespunzătoare ale fluxului. Obținem relațiile:

$$U = K_E \Phi_{max} n + R_a I_{max} \qquad (3\text{-}43)$$

și

$$U = K_E \Phi_{min} n + R_a I_{min} \cdot \qquad (3\text{-}44)$$

Relațiile (3-43) și (3-44), reprezentate în partea stîngă a figurii (3-26) prin dreptele AA' și BB', dau legătura ce trebuie să existe între rezistența R_a și viteza de rotație n pentruca, tot timpul, curentul să-și păstreze valoarea constantă I_{max} sau I_{min}. Aceste drepte sînt ușor de trasat, întrucît coordonatele punctelor A, A' și B, B' se pot determina cu ușurință.

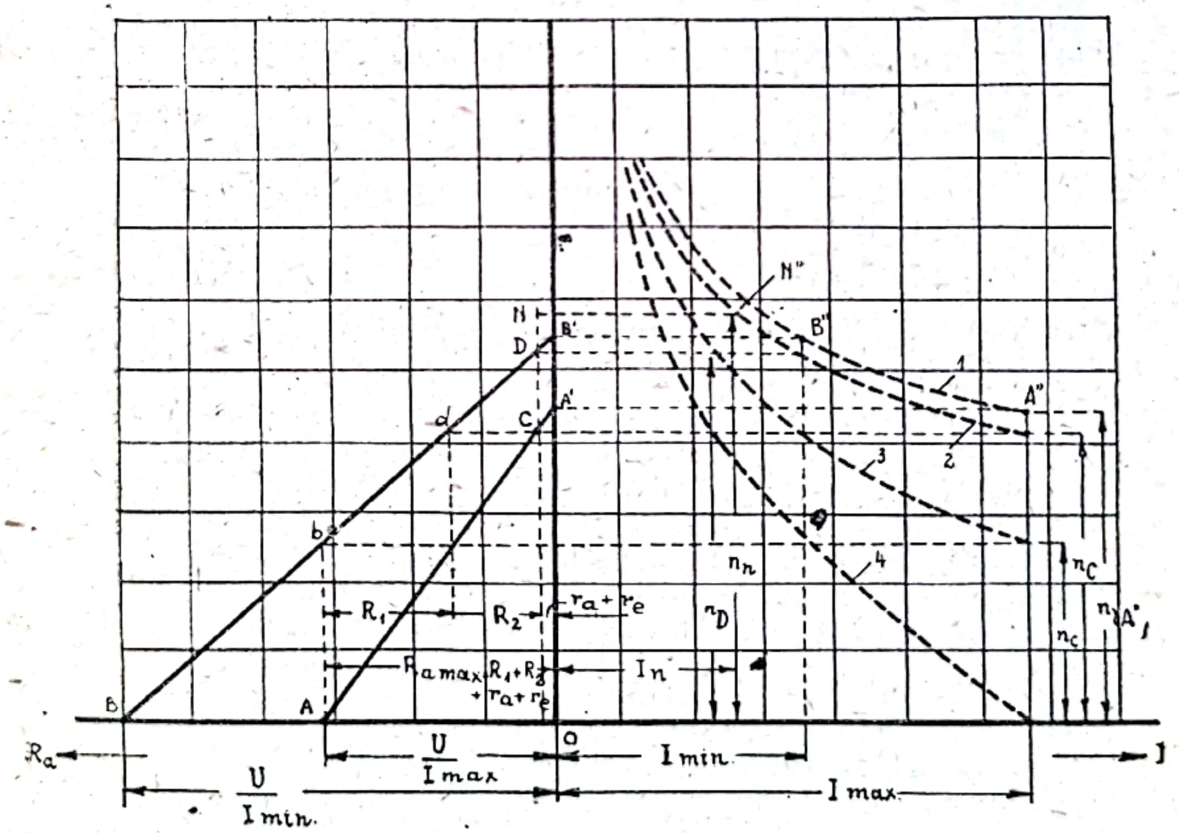


Fig. 3-26. Diagrama de pornire și determinarea rezistențelor de pornire la un motor cu excitația serie

Punctul A, a cărui ordonată este nulă, are abscisa egală cu raportul dintre tensiunea U și curentul maximum I_{max}. Este deajuns, deci, să

purtăm acest raport pe axa absciselor, în stînga punctului O, din O în A, la scara aleasă pentru rezistențe.

Punctul A', a cărui abscisă este nulă, are ordonata egală cu viteza limită a motorului corespunzătoare curentului maximum. Pentru a afla această viteză, trasăm în dreapta diagramei din fig. 3-26 curba 1 care reprezintă caracteristica limită a motorului. Curentului I_{max} îi corespunde pe această curbă punctul A'' a cărui ordonată este egală cu viteza limită căutată, deci cu ordonata punctului A'.

Punctele B și B' se determină exact la fel cum s-au determinat punctele A și A', ținînd doar seama că aceste puncte se găsesc pe dreapta în lungul căreia curentul rămîne constant egal cu I_{min}.

Odată trasate dreptele AA' și BB', construcția diagramei de pornire a motorului este simplă.

Într-adevăr, atîta timp cît rezistența exterioară legată în circuitul motorului nu se schimbă, deci rezistența totală R_a a motorului rămîne aceeași, reprezentată prin segmentul OA, viteza motorului crește după dreapta paralelă cu axa ordonatelor dusă prin punctul A. Pe măsură ce viteza crește, scade intensitatea curentului și, cînd această intensitate ajunge la valoarea I_{min}, punctul de funcționare a motorului ajunge în b, pe dreapta BB'. Se micșorează, în acest moment, rezistența exterioară, scoțîndu-se prima treaptă a reostatului de pornire. În timpul scoaterii acestei trepte de pornire, curentul crește și, cum timpul în care se scoate treapta de pornire este scurt și, deci, viteza motorului nu are cînd să varieze, creșterea curentului se face după paralela dusă prin punctul b la axa absciselor.

Rezistența R_1 a primei trepte de pornire trebuie aleasă astfel, încît la scoaterea ei curentul să crească din nou pînă la valoarea maximă I_{max}. În acest caz, în timpul scoaterii primei trepte de pornire curentul va varia după paralela menționată mai sus de la punctul b pînă la punctul c.

După scoaterea acestei rezistențe viteza continuă să crească, dar, de data aceasta, după paralela dusă prin punctul c la axa ordonatelor. În timpul acesta, curentul scade și cînd ajunge la valoarea minimă I_{min}, deci cînd punctul de funcționare a motorului ajunge în d, trebuie să scoatem a doua treaptă de pornire a reostatului. Rezistența acestei trepte trebuie să fie astfel încît, la scoaterea ei, curentul să ajungă din nou la valoarea sa maximă I_{max}.

În cazul fig. 3-26, paralela dusă prin punctul d la axa absciselor, paralelă după care variază curentul în timpul scoaterii celei de a doua trepte de pornire, taie dreapta AA' de curent constant, egal cu I_{max}, în punctul C, a cărui abscisă este egală cu rezistența înfășurării indusului și a aceleia a inductorului: $r_a + r_e$. Construcția diagramei de pornire este, astfel, terminată.

Dacă, însă, punctul de intersecție dintre paralela la axa absciselor, corespunzătoare scoaterii din circuitul motorului a ultimii trepte de rezistență, și paralela $R = r_a + r_e$ la axa ordonatelor nu cade pe dreapta AA', se reface diagrama de pornire alegînd alte valori pentru I_{max} și I_{min} sau numai pentru una din aceste mărimi. Obișnuit, se schimbă numai valoarea I_{min} a curentului minimum.

Cînd, după una sau două încercări, s-a trasat diagrama corectă de pornire, numărul treptelor de pornire și rezistențele acestor trepte rezultă din această diagramă.

Scanned with OKEN Scanner

Astfel, în cazul fig. 3-26, numărul treptelor de pornire este 2, iar rezistențele R_1 și R_2 ale celor două trepte sînt date, la scara rezistențelor, de segmentele $\overline{bc}$ și $\overline{dC}$.

Punctele C și D, din fig. 3-26, fiind situate pe dreapta $R = r_a + r_e$, vitezele n_C și n_D corespunzătoare acestor puncte sînt ordonatele caracteristicii mecanice naturale, a caracteristicii inițiale, deci, pentru intensitatea maximă și intensitatea minimă, din perioada de pornire, a curentului cerut de motor de la rețea.

Pentru acest motiv, în partea dreaptă a diagramei din fig. 3-26, este trasată curba 2 a caracteristicii inițiale a motorului, de care avem nevoie, de altfel, pentru a trasa caracteristica limită 1.

Pe aceeași diagramă mai sînt trasate și caracteristicile mecanice artificiale 3 și 4 corespunzătoare rezistențelor totale $R_a = r_a + r_e + R_2$ și $R_a = r_a + r_e + R_2 + R_1$ ale circuitului motorului, corespunzătoare rezistențelor R_2 și $R_2 + R_1$ ale reostatului.

După scoaterea și a ultimei trepte de pornire, motorul accelerîndu-și mai departe mersul, viteza sa crește după dreapta CD pînă la valoarea n_D, corespunzătoare funcționării motorului cu intensitatea de curent I_{min} (punctul de funcționare D), și, apoi, pînă la valoarea corespunzătoare sarcinii motorului.

În fig. 3-26, s-a presupus că sarcina motorului este sarcina sa nominală. Cum dreapta $I = I_n$, paralelă cu axa ordonatelor, taie caracteristica inițială în punctul N'', punctul de funcționare pe dreapta CD, cu sarcina nominală, este N, avînd aceeași ordonată, care reprezintă viteza de funcționare a motorului, ca și punctul N''.

Exemplul 3-7. Se dă motorul de curent continuu cu excitația serie de tip KPD avînd următoarele date nominale: $U_n = 220$ V, $P_n = 28$ kW, $I_n = 145$ A, $n_n = 870$ rot/min și se cere, știind că rezistența r_a a înfășurării indusului este de 7,2% din rezistența nominală a motorului:

a) să se calculeze datele necesare construcției caracteristicii mecanice inițiale (caracteristicii naturale) a motorului;

b) Să se calculeze datele necesare construcției caracteristicii sale limită;

c) să se determine numărul treptelor reostatului de pornire și să se calculeze rezistențele acestor trepte.

Soluție: a) Cuplul electromagnetic nominal al motorului este:

$$M_n = \frac{60 \cdot P_n}{9{,}81 \cdot 2\pi \cdot n_n} = \frac{60 \cdot 28 \cdot 10^3}{9{,}81 \cdot 6{,}28 \cdot 870} = 31{,}34 \text{ kgm}.$$

Cunoscînd și cuplul nominal, în afara celorlalte date nominale, din tabela 2-1 rezultă următoarele date cu ajutorul cărora putem construi caracteristica inițială a motorului:

Tabela 3-2

Datele necesare construirii caracteristicii inițiale a motorului din exemplul 3-7

I (A)	58	87	116	145	174	203	233	261	290
$n\left(\frac{\text{rot}}{\text{min}}\right)$	1327	1053	935	870	822	783	744	710	681
M (kgm)	8,15	15,36	23,35	31,34	39,89	56,20	56,20	65,71	73,90

Scanned with OKEN Scanner

b) Pentru calculul datelor necesare construcției caracteristicii limită ne servim de formula (3-41)

$$n_l = \frac{U \cdot n}{U - R_a I}$$

în care R_a este rezistența numai a înfășurării indusului și a aceleia a inductorului. Pentru a calcula această rezistență trebuie să aflăm, mai întîi, rezistența nominală a motorului:

$$r_n = \frac{U}{I_n} = \frac{220}{145} = 1{,}517\ \Omega$$

Avem atunci

$$R_a = r_a + r_e = \frac{7{,}2}{100} r_n = \frac{7{,}2 \cdot 1{,}517}{100} = 0{,}11\ \Omega$$

Cu această valoare a rezistenței motorului, formula de mai sus ne dă pentru diferitele valori ale lui I și ale lui n, din tabela calculată sub punctul a, viteza limită corespunzătoare. Acestea sînt trecute, împreună cu valorile lui I, n și $R_a I$, în tabela următoare, care ne dă posibilitatea să construim caracteristica limită.

Tabela 3-3

Datele necesare construirii caracteristicii limită a motorului din exemplul 3-7

I (A)	58	87	116	145	174	203	233	261	290
$n\left(\frac{\text{rot}}{\text{min}}\right)$	1327	1053	935	870	822	783	744	710	681
$R_a I$ (V)	6,38	9,57	12,76	15,95	19,14	22,33	25,63	28,71	31,90
$n_l\left(\frac{\text{rot}}{\text{min}}\right)$	1367	1100	991	938	900	877	842	817	800

c) Servindu-ne de tabela de mai sus, trasăm în partea dreaptă a fig. 3-27 caracteristica limită a motorului $n_l = \varphi(I)$.

Ne alegem apoi curentul maximum I_{max} și curentul minimum I_{min} din perioada de pornire și anume:

$$I_{max} = 2{,}2\ I_n = 2{,}2 \cdot 145 = 314\ \text{A}$$

$$I_{min} = 1{,}2\ I_n = 1{,}2 \cdot 140 = 174\ \text{A}.$$

Rezultă atunci:

$$\frac{U}{I_{max}} = \frac{220}{314} = 0{,}7\ \Omega \text{ și } \frac{U}{I_{min}} = \frac{220}{174} = 1{,}26\ \Omega\ .$$

La scara 0,75 mm = 0,02 Ω, luăm pe axa absciselor, în partea stîngă a fig. 3-27, segmentele $\overline{OA} = 0{,}7\ \Omega$, $\overline{OB} = 1{,}26\ \Omega$ și $\overline{OE} = 0{,}11\ \Omega$, rezistența de 0,11 Ω fiind aceea a înfășurărilor indusului și inductorului.

Prin punctele A'' și B'' de pe caracteristica limită, puncte corespunzătoare curentului $I_{max} = 314$ A și curentului $I_{min} = 174$ A, ducem paralele la axa absciselor. Aceste paralele întîlnesc axa ordonatelor în punctele A' și B'.

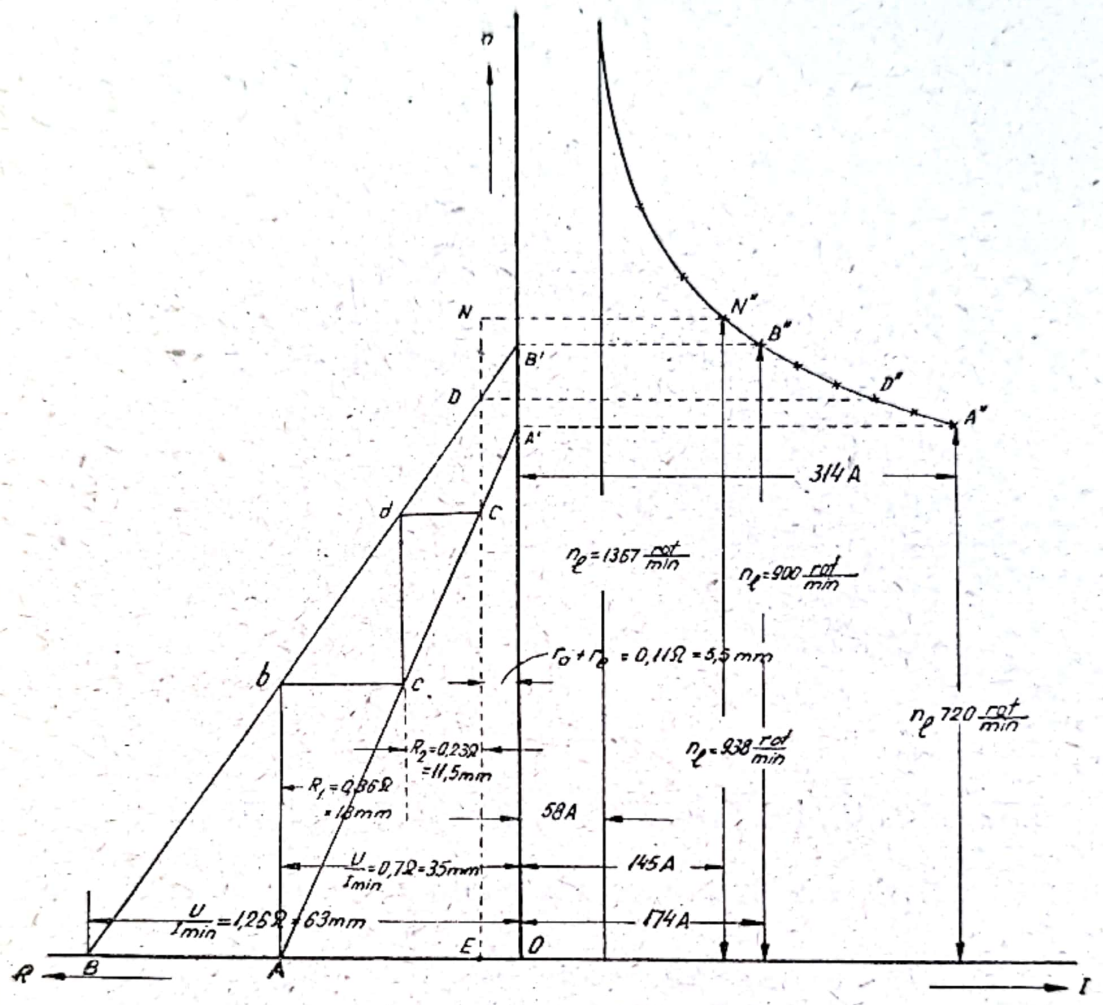


Fig. 3-27. Determinarea rezistențelor de pornire ale motorului dat în exemplul (3-7)

Trasăm dreptele AA' și BB' în lungul cărora curentul rămîne constant și anume 314 A în lungul dreptei AA' și 174 A în lungul dreptei BB'.

Se trasează apoi diagrama de pornire a motorului $Ab - bc - cd - dC$. Punctul C fiind situat pe paralela dusă prin punctul E la axa ordonatelor, diagrama de pornire este corectă și putem măsura pe această diagramă, la scara rezistențelor, rezistențele R_1 și R_2 ale celor două trepte ale reostatului de pornire. Găsim astfel:

$$R_1 = 0{,}36\ \Omega \text{ și } R_2 = 0{,}23\ \Omega$$

Rezistența totală a celor două trepte ale reostatului de pornire este deci de 0,59 Ω.

Exemplul 3-8. Motorul serie din aplicația precedentă lucrează în regim de cuplare inversă la scoborîrea greutății unei mașini de ridicat. Știind că intensitatea curentului cerut de motor de la rețea este egală cu intensitatea sa nominală, se cere să se determine rezistența exterioară ce trebuie înserată în circuitul motorului pentruca viteza acestuia să fie de 238 rot/min.

Soluție: Din relația (3-41)

$$n_l = \frac{U \cdot n}{U - R_a I},$$

scoatem valoarea rezistenței totale a motorului:

$$R_a = \frac{U(n_l - n)}{I \cdot n_l}.$$

Făcînd în această relație $U = 220$ V, $I = I_n = 145$ A, $n = 238$ rot/min și $n_l = 938$ rot/min, valoarea din urmă fiind scoasă din tabelul de la punctul b al aplicației precedente, obținem:

$$R_a = \frac{220\,(938 - 238)}{145 \cdot 238} = 4{,}46\ \Omega.$$

Insemnînd cu R rezistența exterioară ce trebuie înserată în circuitul motorului, avem:

$$R_a = R_1 + (r_a + r_c) = R + 0{,}11 = 4{,}46\ \Omega,$$

de unde:

$$R = 4{,}46 - 0{,}11 = 4{,}35\ \Omega.$$

C. MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE MIXTĂ

3-15. Caracteristicile mecanice ale motoarelor cu excitația mixtă

După cum s-a văzut în volumul II al acestei lucrări, motoarele cu excitația mixtă, sau motoarele compound, se împart în două categorii: motoare cu conexiune conjugată sau adițională, în care cele două înfășurări ale excitației produc fluxuri de același sens, care se însumează, și motoare cu conexiune diferențială, în care cele două înfășurări produc fluxuri de sens opus, care se scad.

În fig. 3-28 sînt arătate schemele de legătură ale celor două categorii de motoare cu excitația mixtă.

La acționările electrice se folosește, obișnuit, motorul compound cu conexiune adițională.

Motorul cu excitație mixtă, datorită faptului că posedă o înfășurare de excitație serie, străbătută de același curent I ca și indusul, și o înfășurare de excitație derivație, legată la rețea, are proprietăți apropiate și de ale motorului cu excitația în serie și de ale motorului cu excitația derivație.

Astfel, micșorarea vitezei sale cu sarcina este mai puțin pronunțată decît la motorul cu excitația serie, datorită excitației sale derivație, dar este mai mare decît la motorul cu excitația derivație, datorită excitației sale serie.

Scanned with OKEN Scanner

De aceea caracteristicile mecanice ale motorului cu excitație mixtă sînt cuprinse, așa cum se vede în fig. 3-29, între caracteristicile mecanice ale motorului cu excitația serie și între caracteristicile mecanice ale motorului cu excitația derivație. În special trebuie observat că la motorul cu excitație mixtă, spre deosebire de motorul cu excitația serie, caracteristica mecanică intersectează axa ordonatelor, deoarece fluxul pentru sarcini mici, care tind la zero, nu tinde să se anuleze ca în cazul motorului cu excitația serie, ci este acela dat de înfășurarea de excitație derivație.

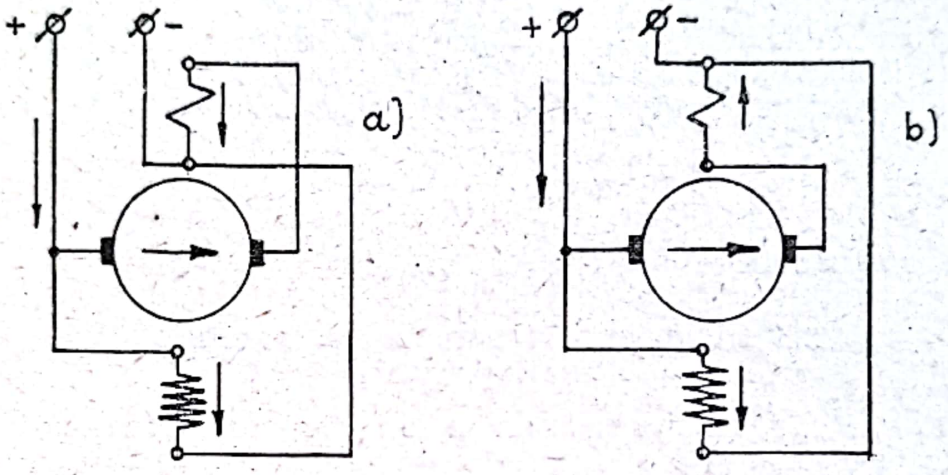


Fig. 3-28. Motorul cu excitație mixtă *a*) conexiune adițională *b*) conexiune diferențială

Deoarece fluxul într-un motor cu excitație mixtă variază, datorită excitației sale serie, odată cu sarcina mașinii, este nevoie ca și în cazul acestui din urmă motor să cunoaștem dinainte caracteristica sa naturală pentru a putea trasa diferitele caracteristici artificiale ale motorului.

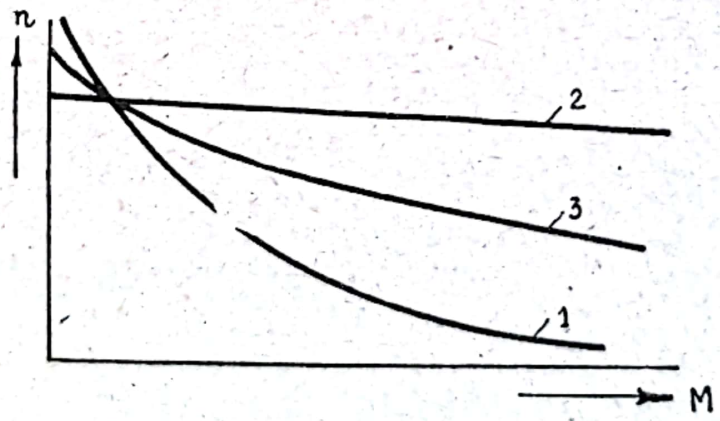


Fig. 3-29. Caracteristici mecanice. 1- motor cu excitația serie; 2- motor cu excitația derivație; 3- motor cu excitația mixtă

Ca și în cazul motorului serie, caracteristica naturală a motorului cu excitație mixtă se dă în unități relative, constituind o caracteristică universală valabilă pentru toate motoarele de același tip constructiv, pentru toate motoarele, deci, din aceeași serie.

Scanned with OKEN Scanner

Ca și în cazul motorului serie, fiind dată caracteristica universală sub forma $\nu = \varphi(i)$ și $\mu = \varphi'(i)$, se trasează cu ușurință pentru oricare motor cu excitație mixtă, pe baza datelor sale nominale luate din fișa motorului, curbele $n = \varphi(I)$ și $M = \varphi'(I)$, din care se deduce caracteristica naturală $n = f(M)$.

Din această caracteristică naturală se deduce caracteristica limită, folosindu-ne de relația

$$n_l = \frac{U \cdot n}{U - R_a I_a},$$

în care rezistența R_a este redusă numai la rezistența indusului și a înfășurării de excitație serie.

Din caracteristica limită se deduc, apoi, caracteristicile artificiale

$$n = \frac{U - R_a I_a}{U} n_l$$

pentru oricare valoare a rezistenței R_a.

3-16. Regimurile de funcționare ale motorului cu excitația mixtă

În afară de funcționarea în regim de motor, de funcționarea în regim de cuplare inversă și aceea de regim de generator, ca și în cazul motorului serie, motorul cu excitația mixtă, posedînd o excitație derivație, mai poate funcționa în regim de generator cu recuperare. Dacă în acest din urmă caz, conexiunea înfășurărilor de excitație ar rămîne aceeași ca și în cazul funcționării în regim de motor, cum curentul din indus își schimbă sensul, forța magnetomotoare a înfășurării serie lucrează în sens opus forței magnetomotoare a înfășurării derivație, ceea ce contribuie la demagnetizarea circuitului magnetic al mașinii și deci la micșorarea cuplului de frînare. Pentru a se evita acest lucru, se șuntează înfășurarea de excitație serie de îndată ce motorul lucrează în regim de generator cu recuperare, deci de îndată ce viteza motorului depășește viteza n_0 de mers în gol ideal.

La funcționarea în regim de generator cu frînare dinamică se cuplează, obișnuit, numai înfășurarea de excitație derivație.

Rezultă că atît în cazul funcționării în generator cu recuperare, cît și în cazul funcționării în regim de generator cu frînare dinamică, caracteristicile mecanice ale motorului cu excitație mixtă vor fi, ca și acelea ale motorului cu excitația derivație, niște linii drepte.

D. MOTORUL ASINCRON

3-17. Expresia analitică a caracteristicii mecanice naturale

În fig. 3-30 *a* este arătată schema de principiu a legăturilor unui motor asincron; în fig. 3-30 *b*, diagrama vectorială raportată; iar în fig. 3-30 *c* și *d*, schemele echivalente ale motorului, schema din fig. 3-30 *d* presupunînd că se neglijează curentul I_0 de mers în gol, ceea ce nu influențează precizia calculelor practice.

Scanned with OKEN Scanner

Folosindu-ne de schema echivalentă simplificată din fig. 3-30 *d* și de notațiile următoare, folosite la teoria motorului asincron, făcută în vol. II al acestei lucrări :

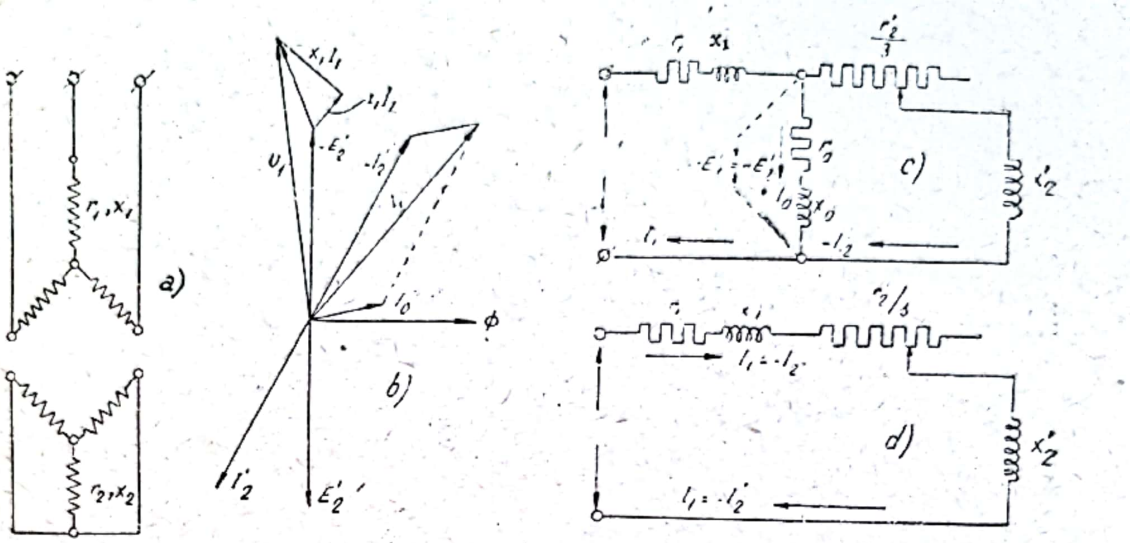


Fig. 3-30. Motorul asincron *a*) schema legăturilor ; *b*) diagrama vectorială raportată ; *c*) și *d*) scheme echivalente

n_1 și f_1 — viteza și frecvența de sincronism,
n — viteza unghiulară în rotații pe minut a rotorului,
s — alunecarea motorului,
U_1, I_1 și E_1 — tensiunea, curentul și forța electromotoare pe o fază a statorului,
I_2 și I_2' — curentul și curentul raportat la stator dintr-o fază a rotorului,
E_2 și E_2' — forța electromotoare și forța electromotoare raportată la stator dintr-o fază a rotorului, pentru alunecarea $s = 1$,
I_0 — curentul cerut de o fază a statorului, atunci cînd rotorul este calat și circuitul rotorului deschis, curent care practic este egal cu curentul de mers în gol,
r_1 și x_1 — rezistența și reactanța de scăpări pe o fază a statorului,
r_2 și r_2' — rezistența și rezistența raportată la stator a unei faze a rotorului,
x_2 și x_2' — reactanța de scăpări și reactanța de scăpări raportată la stator a unei faze a rotorului, atunci cînd $s = 1$,
m_1 și m_2 — numărul de faze ale statorului și ale rotorului,

este ușor să deducem expresia analitică a caracteristicii mecanice naturale a motorului asincron.

Pentru aceasta să scriem expresia cuplului electromagnetic al motorului :

$$M = \frac{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1}{2\pi \frac{n_1}{60}} = \frac{60\, m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1}{2\pi n_1} \text{ Nm} \qquad (3\text{-}45)$$

sau

$$M = \frac{60\, m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1}{2\pi n_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm.} \qquad (3\text{-}46)$$

În aceste expresii ale cuplului electromagnetic să înlocuim curentul I_1 și cosinusul unghiului φ, pe care acest curent îl face cu tensiunea U_1, prin expresiile lor deduse din schema echivalentă 3-30 *d*:

$$I_1 = -I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}} = \frac{U_1 s}{\sqrt{(r_1 s + r_2')^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2}} \qquad (3\text{-}47)$$

$$\cos\varphi_1 = \frac{r_1 + \frac{r_2'}{s}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}} = \frac{s r_1 + r_2'}{\sqrt{(s r_1 + r_2')^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2}} \qquad (3\text{-}48)$$

Ținînd însă seama că rezistența r_1 a unei faze a statorului este, pentru valori mici ale alunecării s, neglijabilă față de rezistența $\frac{r_2'}{s}$, relațiile (3-47) și (3-48) se pot scrie:

$$I_1 = -I_2' = \frac{U_1 s}{\sqrt{r_2'^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2}} \qquad (3\text{-}47\,a)$$

și

$$\cos\varphi_1 = \frac{r_2'}{\sqrt{r_2'^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2}}. \qquad (3\text{-}48\,a)$$

Cu aceste valori ale lui I_1 și $\cos\varphi_1$, relația (3-46) devine:

$$M = \frac{60\, m_1 \cdot U_1}{2\pi n_1 \cdot 9{,}81} \cdot \frac{U_1 s}{\sqrt{r_2'^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2}} \cdot \frac{r_2'}{\sqrt{r_2'^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2}} =$$

$$= \frac{60\, m_1 U_1^2}{2\pi n_1 \cdot 9{,}81} \cdot \frac{s}{r_2' \left[1 + s^2 \left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2\right]},$$

sau, notînd coeficientul constant $\frac{60\, m_1 U_1^2}{2\pi n_1 \cdot 9{,}81}$ cu C:

$$M = \frac{C}{r_2'} \cdot \frac{s}{1 + s^2 \left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2}. \qquad (3\text{-}49)$$

Alunecarea s fiind o funcție lineară de n, relația (3-49), de forma $n = f(M)$, reprezintă ecuația caracteristicii mecanice a motorului asincron.

Scanned with OKEN Scanner

Să derivăm ecuația aceasta a caracteristicilor motorului asincron în raport cu alunecarea s. Obținem:

$$\frac{dM}{ds} = \frac{C}{r_2'} \cdot \frac{1 + s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2 - 2s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2}{1 + s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2} =$$

$$= \frac{C}{r_2'} \cdot \frac{1 - s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2}{\left[1 + s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2\right]^2} \qquad (3\text{-}50)$$

Anulînd derivata aceasta și rezolvînd ecuația în s pe care o obținem, aflăm alunecarea pentru care cuplul motor este maximum, alunecare care poartă numele de alunecare critică

$$s_k = \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_2'} \qquad (3\text{-}51)$$

Se vede din această relație că alunecarea critică are două valori egale și de semne contrarii: alunecarea critică pozitivă corespunde funcționării mașinii asincrone în regim de motor, iar alunecarea critică negativă corespunde funcționării mașinii în regim de generator.

Introducînd în ecuația (3-49) alunecarea critică s_k în locul alunecării s, vom obține valoarea maximă și minimă a cuplului motor:

$$M_k = \pm \frac{C}{2(x_1 + x_2)} \qquad (3\text{-}52)$$

Cuplul maximum, care se obține luînd semnul + în membrul al doilea al relației de mai sus, corespunde funcționării mașinii în regim de motor; cuplul minimum, care se obține luînd semnul — în membrul al doilea al acestei relații, corespunde funcționării mașinii în regim de generator.

Dacă, acuma, scoatem din relația (3-52) valoarea constantei C:

$$C = \mp 2M_k(x_1 + x_2') \qquad (3\text{-}53)$$

și o introducem în ecuația (3-49) a caracteristicii mecanice a motorului, obținem relația

$$M = \frac{\mp 2M_k(x_1 + x_2')}{r_2'} \cdot \frac{s}{1 + s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2} = \frac{\mp 2M_k}{\frac{1}{s}\left(\frac{r_2'}{x_1 + x_2'}\right)\left[1 + s^2\left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2\right]}$$

care, ținînd seamă că

$$\frac{r_2'}{x_1 + x_2'} = \mp s_k \quad \text{și} \quad \left(\frac{x_1 + x_2'}{r_2'}\right)^2 = \frac{1}{s_k^2},$$

ne dă:

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}}. \qquad (3\text{-}54)$$

Ultima relație reprezintă o nouă formă a ecuației caracteristicii mecanice a motorului asincron, formă foarte des folosită în aplicațiile practice.

3-18. Punctele importante ale caracteristicii mecanice naturale a motorului asincron

Atribuind, în ecuația (3-54), alunecării s valori crescătoare, începînd cu zero și anume $s = 0$, $s = s_n$, $s = \infty$, obținem pentru cuplul motor M valorile: $M = 0$, $M = M_k$, $M = 0$. Urmează de aici că, în planul $s - M$, curba care reprezintă caracteristica mecanică a motorului asincron crește de la zero la valoarea maximă M_k, pentruca, apoi, să descrească continuu și să tindă asimptotic spre zero.

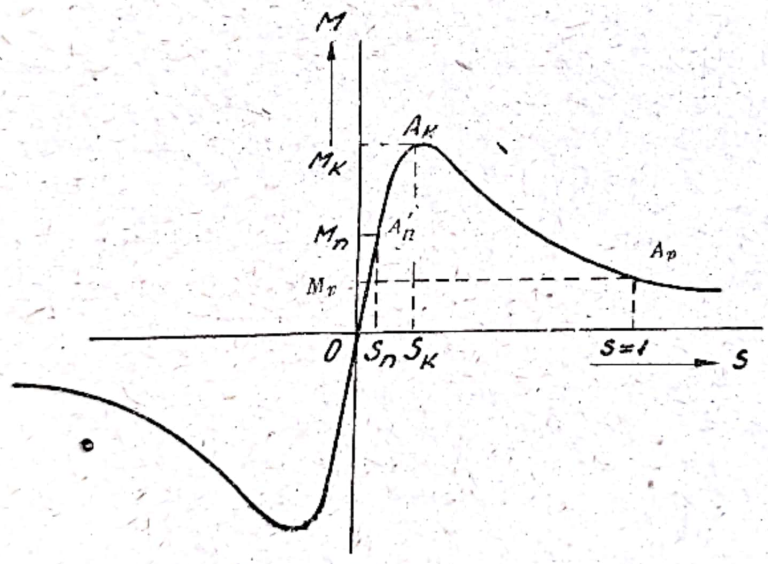


Fig. 3-31. Caracteristică mecanică naturală în planul $s - M$

Pentru valori negative ale alunecării, caracteristica mecanică a motorului descrește de la valoarea zero la valoarea minimă $-M_k$, atunci cînd alunecarea descrește de la zero la $-s_k$, pentruca, apoi, ea să crească continuu tinzînd către zero, atunci cînd alunecarea tinde spre $-\infty$.

Ținînd seama de cele spuse mai sus, alura caracteristicii mecanice în planul axelor de coordonate $s - M$ este aceea din fig. 3-31.

Punctele cele mai importante de pe caracteristica mecanică reprezentată în fig. 3-31 sînt: $A_k(s_k, M_k)$, $A_n(s_n, M_n)$ și $A_p(1, M_p)$.

Punctul A_k corespunde alunecării critice s_k și cuplului maximum din timpul funcționării în regim de motor. De abscisa acestui punct, alunecarea critică, depinde alura caracteristicii pe porțiunea OA_k, porțiune pe

care lucrează în mod obișnuit motorul. Dacă această abscisă este mică, în comparație cu alunecarea $s=1$ corespunzătoare momentului de pornire a motorului, caracteristica este rigidă. Dacă s_k este mare, caracteristica devine moale. De abscisa M_k a punctului A_k depinde capacitatea de sarcină sau de supraîncărcare a motorului, capacitate definită prin raportul

$$\lambda = \frac{M_k}{M_n} \cdot \tag{3-55}$$

Această capacitate de supraîncărcare pentru motoarele cu rotorul în scurtcircuit, variază între $1{,}8 \div 2{,}5$.

Punctul A_n corespunde funcționării motorului cu cuplul său nominal M_n. De abcisa s_n a acestui punct depind pierderile prin căldură, datorite efectului Joule-Lenz, în înfășurarea rotorului și, deci, randamentul motorului. Cu cît alunecarea nominală s_n este mai mică, cu atît mai mici sînt pierderile în cuplul rotorului și, deci, cu atît mai mare este randamentul motorului.

Punctul A_p, corespunzător alunecării $s = 1$, deci vitezei $n = 0$, este punctul de funcționare a motorului în momentul pornirii sale. De ordonata M_p a acestui punct depinde, în cazul motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, cuplul static limită ce poate fi aplicat arborelui motor, astfel ca motorul să poată totuși porni. Pentru motoarele cu inele colectoare și reostat de pornire, ordonata punctului A_p de pe caracteristica mecanică naturală nu are o importanță prea mare, la aceste motoare, putînd obține pe o caracteristică mecanică artificială, pe o caracteristică de pornire, după cum vom vedea mai tîrziu, un cuplu de pornire egal chiar cu cuplul maximum M_k.

Cum la fiecare valoare a alunecării s, care corespunde pe fig. 3-31 unei anumite valori a cuplului motor M, corespunde, conform ecuației de definiție a alunecării

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1},$$

o anumită valoare n pentru viteza unghiulară a motorului

$$n = (1 - s)\, n_1,$$

urmează că, servindu-ne de caracteristica mecanică naturală din fig. 3-31, putem trasa cu ușurință aceeași caracteristică naturală în planul axelor $M - n$.

Caracteristica mecanică naturală în planul acestor axe este reprezentată în fig. 3-32.

Punctelor importante A_k, A_n și A_p de pe caracteristica naturală din fig. 3-31 le corespund pe caracteristica mecanică naturală din fig. 3-32 punctele $B_k(M_k, n_k)$, $B_n(M_n, n_n)$ și $B_p(M_p, 0)$.

Se spune că porțiunile din caracteristicile mecanice naturale cuprinse între $s = 0$ și $s = s_k$ respectiv $n = n_1$ și $n = n_k$ cu alte cuvinte, porțiunile OA_k și $O'B_k$ din figurile 3-31 și 3-32, sînt porțiuni de funcționare stabilă; iar porțiunile cuprinse între $s = s_k$ și $s = \infty$, respectiv $n = n_k$ și $n = -\infty$ sînt porțiuni de funcționare nestabilă.

Scanned with OKEN Scanner

Într-adevăr, să presupunem că punctul de funcționare B al unui motor lucrînd în regim permanent se găsește pe porțiunea $O'B_k$ (fig. 3-33). Cuplul M_B pe care-l dezvoltă motorul echilibrează cuplul static M_{s1} al mecanismului pe care-l acționează. Dacă, la un moment dat, cuplul static al mecanismului acționat crește brusc de la valoarea M_{s1} la valoarea M_{s2}, motorul, care funcționa cu viteza n_B, își încetinește mersul. Pe măsura, însă, în care viteza scade, cuplul motor M crește și cînd ajunge la valoarea $M_{B'}$, egală cu valoarea sporită M_{s2} a cuplului static, motorul funcționează iarăși în regim permanent, cu viteza $n_{B'}$, corespunzătoare noului punct de funcționare B'. Se vede, deci, că într-adevăr porțiunea $O'B_k$ este o porțiune de funcționare stabilă.

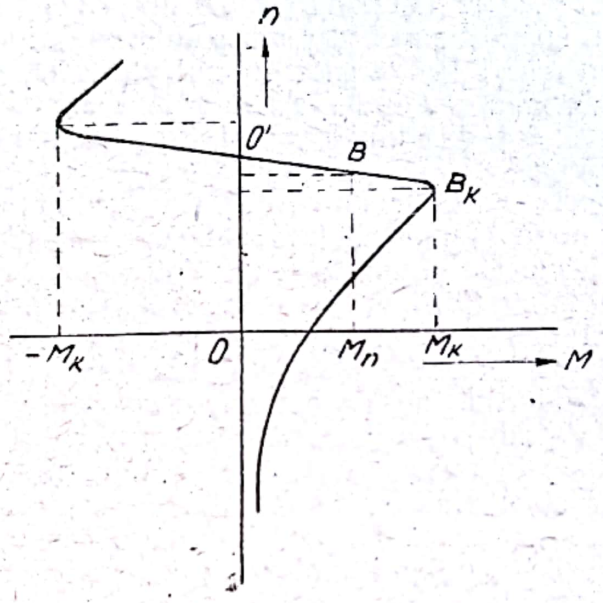


Fig. 3-32. Caracteristică mecanică naturală în planul n—M

Să presupunem, însă, că motorul funcționează la un moment dat cu un cuplu M_C corespunzător punctului C de pe caracteristica sa naturală, punct în care motorul se învîrte cu o viteză n_c cuprinsă între viteza critică și zero. Dacă, la un moment dat, sarcina mecanismului executor acționat de motorul nostru crește brusc, viteza motorului va scădea. De data aceasta, pe măsură ce scade viteza, scade și cuplul motor, astfel încît viteza va continua să scadă pînă ce motorul se oprește. Se vede, deci, că porțiunea de pe caracteristica mecanică naturală a unui motor asincron, porțiune pe care viteza $n < n_k$ este într-adevăr o porțiune de funcționare nestabilă.

Sînt, însă, și cazuri cînd motorul asincron are o funcționare stabilă pe porțiunea nestabilă a caracteristicii sale mecanice naturale. Astfel este cazul unui motor care acționează un mecanism executor cu cuplul de ventilator, caz ilustrat în fig. 3-34. În această figură, curba 1 reprezintă caracteristica mecanică naturală a motorului asincron care acționează mecanismul executor, iar curba 2 reprezintă caracteristica mecanică a acestui mecanism. În punctul A de intersecție a celor două caracteristici,

aflat pe porțiunea nestabilă a caracteristicii mecanice naturale a motorului, punct în care cuplul motor M echilibrează cuplul static rezistent M_s al mecanismului executor, funcționarea sistemului motor-mecanism este perfect stabilă. Într-adevăr, dacă cuplul static al mecanismului scade, motorul își accelerează mersul și sistemul motor-mecanism executor va

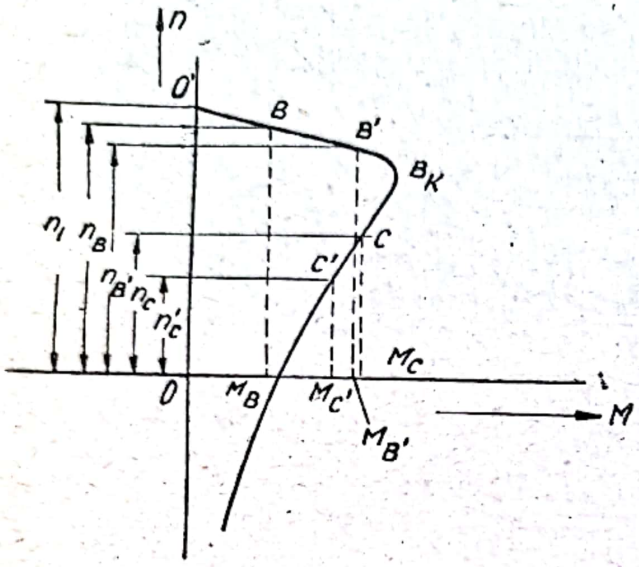


Fig. 3-33. Porțiune stabilă și nestabilă de funcționare a unui motor asincron

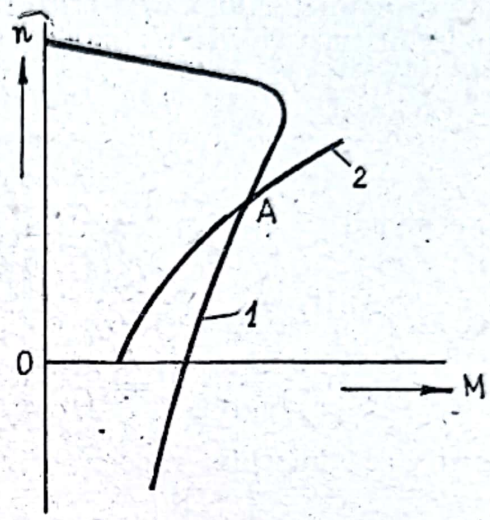


Fig. 3-34. Punct stabil de funcționare pe caracteristica unui motor asincron

funcționa din nou în punctul A, cu viteza corespunzătoare acestui punct. Se înțelege că pentru sarcini mai mari ale mecanismului executor decît sarcina care corespunde punctului A funcționarea sistemului motor-mecanism executor devine imposibilă.

3-19. Construcția caracteristicii mecanice naturale a motorului asincron

Ecuația (3-54), stabilită în paragraful (3-18), ne dă posibilitatea să trasăm caracteristica mecanică naturală a oricărui motor asincron, cu condiția să cunoaștem puterea nominală P_n a motorului, viteza sa nominală n_n și capacitatea sa de sarcină λ.

Pentru aceasta se determină, mai întîi, cuplul nominal M_n al motorului cu ajutorul formulei:

$$M_n = \frac{60\,P_n}{2\pi\,n_n}\,\text{Nm}$$

sau

$$M_n = \frac{60\,P_n}{9{,}81 \cdot 2\pi\,n_n}\,\text{kgm}.$$

Se determină, apoi, cuplul maximum M_k servindu-ne de ecuația (3-55) de definiție a capacității de sarcină λ a motorului:

$$M_k = \lambda\,M_n$$

In sfîrșit, după ce aflăm alunecarea nominală s_n cu ajutorul ecuației de definiție a alunecării:

$$s_n = \frac{n_1 - n_n}{n_1},$$

se determină alunecarea critică s_k, pornind de la ecuația (3-54) în care introducem valorile nominale ale cuplului și alunecării:

$$M_n = \frac{2 M_k}{\frac{s_k}{s_n} + \frac{s_n}{s_k}} . \qquad (3\text{-}56)$$

Rezolvînd ecuația în s_k:

$$M_n s_k^2 - 2 M_k s_n s_k + M_n s_n^2 = 0,$$

dedusă din relația (3-56), obținem:

$$s_k = \frac{M_k}{M_n} s_k \pm \sqrt{\left(\frac{M_k}{M_n}\right)^2 s_n^2 - s_n^2},$$

sau, dacă înlocuim raportul dintre M_k și M_n cu λ:

$$s_k = s_n (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) . \qquad (3\text{-}57)$$

S-a luat semnul $+$ deoarece alunecarea critică trebuie să fie mai mare decît alunecarea nominală.

Odată cunoscute valorile lui M_k și s_k, ecuația (3-54)

$$M = \frac{2 M_k}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}}$$

poate fi trasată prin puncte. Se atribuie anume alunecării s diferite valori cuprinse între zero și 1 : 0 — s_n — 0, 05 — 0, 1 — 0, 15 — 0, 2 — 0,25 — 0, 35 — 0, 5 — 0, 75 — 1 și se calculează cu ajutorul formulei de mai sus valorile corespunzătoare ale lui M.

Exemplul 3-9. Se cere să se construiască caracteristica mecanică naturală a unui motor asincron a cărui putere nominală $P_n = 100$ kW, a cărui viteză nominală $n_n = 725$ rot/min și a cărui capacitate de sarcină $\lambda = 2{,}4$.

Soluție:

$$M_n = \frac{60 P_n}{9{,}81 \cdot 2\pi n_n} = \frac{60 \cdot 100 \cdot 10^3}{9{,}81 \cdot 6{,}28 \cdot 725} = 134{,}33 \text{ kgm}$$

$$M_k = \lambda M_n = 2{,}4 \cdot 134{,}33 = 322{,}39 \text{ kgm}$$

Viteza motorului fiind de 725 rot/min, viteza de sincronism este de 750 rot/min și deci:

$$s_n = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{750 - 725}{750} = \frac{1}{30} = 0{,}033,$$

$$s_k = s_n (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = \frac{1}{30} (2{,}4 + \sqrt{2{,}4^2 - 1}) = 0{,}1527 .$$

Scanned with OKEN Scanner

Ecuația cu coeficienți numerici a caracteristicii mecanice naturale a motorului este prin urmare:

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}} = \frac{644{,}78}{\frac{0{,}1527}{s} + \frac{s}{0{,}1527}} \text{ kgm.}$$

Cu ajutorul acestei ecuații întocmim tabela de mai jos:

Tabela 3-4

Datele necesare trasării caracteristicii mecanice naturale a motorului din exemplul 3-9

s	0	0.033	0,04	0,05	0.1	0,1527	0,18	0,20	0,25	0,35	0,5	0,75	1
M	0	134,33	158	190,7	295	322,39	318	311	278	239	197	146	98

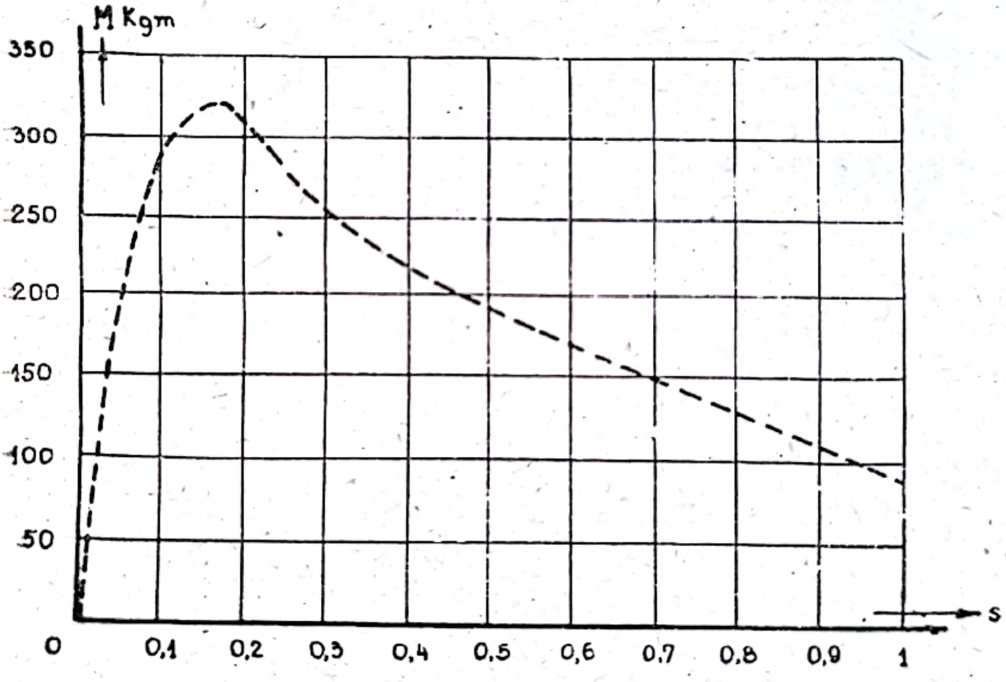


Fig. 3-35. Caracteristica mecanică naturală a motorului din aplicația 3-9

Trasăm acum caracteristica cerută în fig. 3-35, folosindu-ne de datele din acest tabel.

3-20. Determinarea alunecării s corespunzătoare unui cuplu M dat

Punînd ecuația

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}}$$

a caracteristicii mecanice naturale a motorului asincron sub forma

$$Ms^2 - 2M_k s_k s + M s_k^2 = 0 \qquad (3\text{-}58)$$

și rezolvînd această ecuație de gradul doi în s, obținem:

$$s = \frac{M_k}{M} s_k \pm \sqrt{\left(\frac{M_k}{M}\right)^2 s_k^2 - s_k^2} = \frac{M_k}{M} s_k \left(1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{M}{M_k}\right)^2}\right).$$

Cu notația

$$\frac{M}{M_k} = 2\alpha,$$

relația de mai sus devine:

$$s = \frac{s_k}{2\alpha}(1 \pm \sqrt{1 - 4\alpha^2}). \qquad (3\text{-}59)$$

De această expresie a alunecării s vom avea nevoie mai tîrziu la studiul caracteristicelor mecanice artificiale.

Este de remarcat că pentru un același cuplu M, deci pentru aceeași valoare a coeficientului α, alunecarea s are două valori:

$$s' = \frac{s_k}{2\alpha}(1 - \sqrt{1 - 4\alpha^2})$$

și

$$s'' = \frac{s_k}{2\alpha}(1 + \sqrt{1 - 4\alpha^2})$$

Cea mai mică dintre aceste valori corespunde funcționării motorului cu cuplul M pe porțiunea stabilă a caracteristicii naturale; cea mai mare dintre aceste valori, funcționării motorului cu același cuplu pe porțiunea nestabilă a caracteristicii sale.

3-21. Caracteristicile artificiale ale unui motor asincron corespunzătoare diferitelor rezistențe înserate în circuitul rotorului

Să introducem în circuitul rotoric, pe fiecare fază a acestui circuit, o rezistență exterioară R_2, a cărei valoare raportată la stator este R_2'.

Prin introducerea acestei rezistențe, cuplul maximum M_k al motorului, după cum rezultă din relația (3-52)

$$M_k = \frac{C}{2(x_1 + x_2')},$$

în care coeficientul C și reactanțele x_1 și x_2' nu depind de rezistența R_2, nu este întru nimic schimbat.

In schimb însă, alunecarea critică se modifică. Notînd cu s_k alunecarea critică a motorului înainte de introducerea rezistenței R_2 în circuitul rotorului și cu s'_k alunecarea critică după introducerea acestei rezistențe, avem:

$$s_k = \frac{r'_2}{x_1 + x'_2}$$

și

$$s'_k = \frac{r'_2 + R'_2}{x_1 + x'_2},$$

de unde rezultă:

$$s'_k = s_k \frac{r'_2 + R'_2}{r'_2} = s_k \frac{r_2 + R_2}{r_2}. \qquad (3\text{-}60)$$

Pentru un cuplu dat M, deci pentru o valoare dată a coeficientului α, alunecarea pe caracteristica mecanică naturală este

$$s = \frac{s_k}{2\alpha}(1 \pm \sqrt{1 - 4\alpha^2}),$$

iar alunecarea pe caracteristica artificială, corespunzătoare rezistenței exterioare R_2:

$$s' = \frac{s'_k}{2\alpha}(1 \pm \sqrt{1 - 4\alpha^2})$$

Din ultimele două relații rezultă că

$$s' = s\frac{s'_k}{s_k} = s\frac{r_2 + R_2}{r_2} \qquad (3\text{-}61)$$

Cu alte cuvinte, pentru un același cuplu motor, alunecarea motorului asincron crește, prin introducerea unei rezistențe R_2 în circuitul rotorului, proporțional cu mărimea rezistenței totale a rotorului: $r_2 + R_2$.

Cunoscînd caracteristica mecanică naturală a unui motor asincron, se poate trasa cu ușurință caracteristica sa mecanică artificială corespunzătoare unei rezistențe exterioare R_2 introduse în circuitul rotorului.

Pentru aceasta, se iau pe caracteristica mecanică naturală a motorului (fig. 3-36) diferite puncte A_1, A_2, A_3 ..., printre care neapărat și punctul A_k corespunzător alunecării critice, și se măsoară alunecările respective s_1, s_2, s_3, ... Folosindu-ne de relația (3-61), se calculează alunecările s'_1, s'_2, s'_3, ... ale motorului, după introducerea rezistenței R_2 în circuitul rotorului, pentru cuplurile motoare M_1, M_2, M_3, ... corespunzătoare punctelor A_1, A_2, A_3, ... Se ridică apoi, prin punctele de abscise s_1, s_2, s_3, ..., perpendiculare pe axa absciselor. Aceste perpendiculare întîlnesc paralelele duse prin punctele A_1, A_2, A_3 la aceeași axă în punctele A'_1, A'_2, A'_3, ..., puncte care se găsesc pe caracteristica artificială căutată.

Deoarece, după cum rezultă din relația (3-60), alunecarea critică crește odată cu creșterea rezistenței totale a circuitului rotorului, urmează că, prin mărirea rezistenței exterioare R_2 introdusă în circuitul rotorului, putem face ca alunecarea critică să fie egală, sau chiar mai mare, decît unitatea. În acest fel, prin introducerea unei rezistențe convenabile în circuitul rotorului, putem obține un cuplu de pornire egal cu cuplul maximum al motorului.

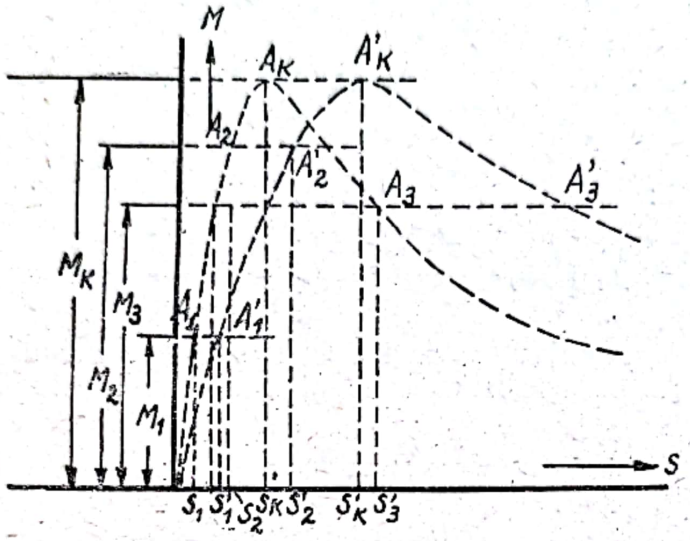


Fig. 3-36. Trasarea caracteristicilor artificiale

În fig. 3-37 sînt reprezentate: caracteristica mecanică naturală (curba o) a unui motor asincron și diferite caracteristici mecanice artificiale, dintre care aceea reprezentată de curba 3 corespunde unui cuplu de pornire M_p egal cu cuplul maximum M_k al motorului.

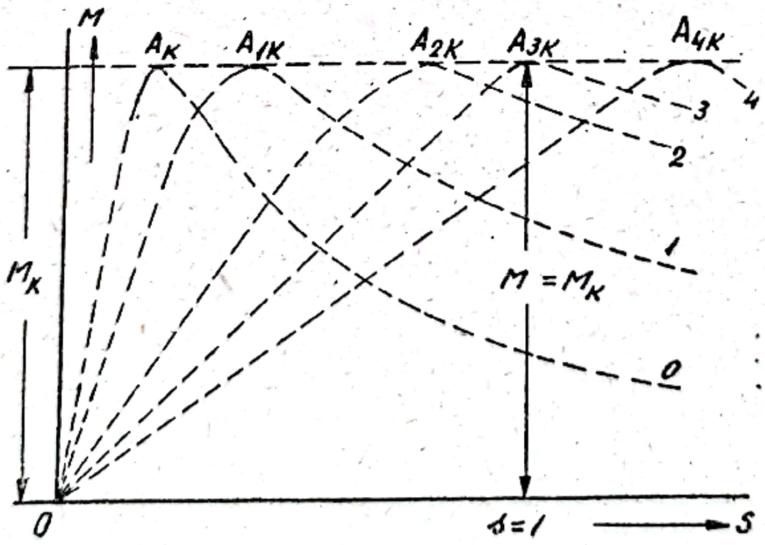


Fig. 3-37. Caracteristici mecanice artificiale

Caracteristicile mecanice ale motorului asincron trasate, în fig. 3-37, în planul axelor de coordonate $s - M$ pot fi trasate și în planul axelor de coordonate $M - n$.

Pentru a trece de la caracteristicile mecanice trasate în planul axelor de coordonate $s—M$ la caracteristicile mecanice din planul axelor $M—n$ se măsoară pentru fiecare punct al unei caracteristici din planul axelor $s—M$ cuplul M și alunecarea s. Se determină apoi viteza corespunzătoare alunecării s:

$$n = (1 - s)\, n_1$$

și se obțin astfel coordonatele M, n ale punctelor caracteristicii considerate în planul axelor de coordonate $M—n$. Cu ajutorul acestor coordonate, trasarea caracteristicii în planul $M—n$ nu mai prezintă nici o dificultate.

În fig. 3-38 sînt trasate, în planul axelor $M—n$, aceleași caracteristici care, în fig. 3-37, sînt trasate în planul $s—M$. Porțiunile din aceste caracteristici situate sub axa cuplurilor M, porțiuni pentru care vitezele de rotație ale motorului sînt negative, corespund funcționării motorului în regim de cuplare inversă.

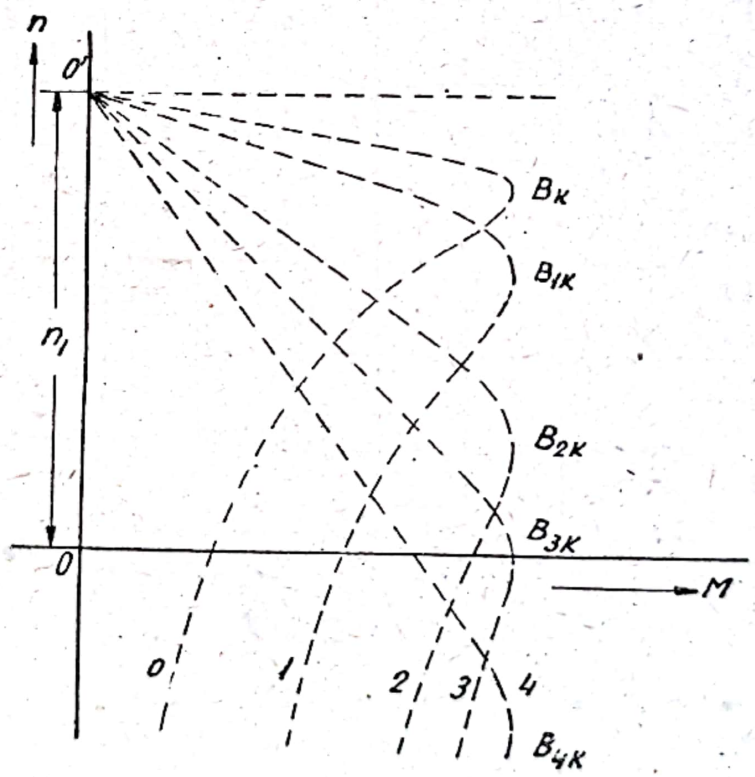


Fig. 3-38. Caracteristicile mecanice în planul $M—n$

Exemplul 3-10. Se cere să se traseze caracteristica mecanică artificială a motorului din aplicația (3-9), pentru o rezistență exterioară $R_2 = 3\, r_2$ introdusă în circuitul rotorului.

Soluție: Pentru fiecare valoare a cuplului motor M din tabela întocmită la aplicația (3-9), se calculează alunecarea s' cu ajutorul formulei (3-61):

$$s' = s\, \frac{r_2 + R_2}{r_2}$$

și se întocmește tabela de mai jos:

Tabela 3-5

Datele necesare construcției caracteristicii mecanice artificiale a motorului din exemplul 3-10

M	0	134,33	158	190,7	295	322,30	318	311	278	239	197	146	98
s	0	0,033	0,04	0,05	0,1	0,1527	0,18	0,20	0,25	0,35	0,5	0,75	1
s'	0	0,132	0,16	0,20	0,4	0,61	0,72	0,80	1,00	1,40	2,0	3	4

Cu datele din acest tablou se trasează caracteristica artificială din fig. 3-39.

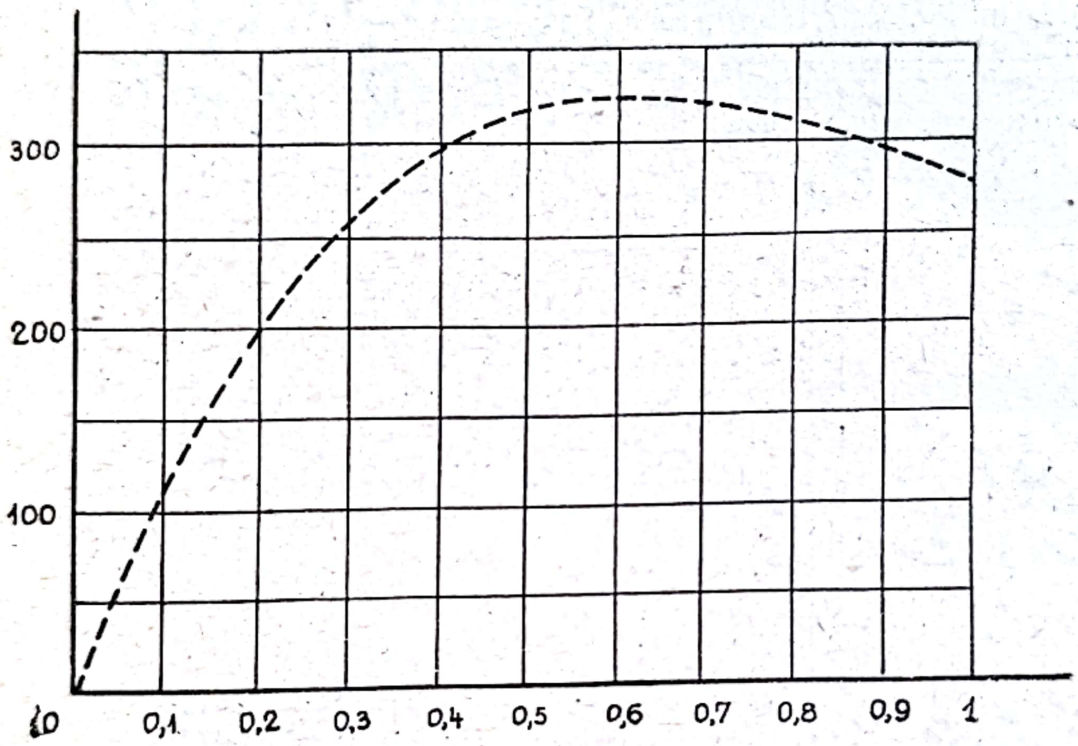


Fig. 3-39. Caracteristica mecanică artificială pentru $R_2 = 3\,r_2$

Rezultă atît din datele tabloului de mai sus, cît și din caracteristica trasată pe baza acestor date, că valoarea maximă $M_k = 322{,}29$ kgm a cuplului corespunde unei alunecări critice $s_k = 0{,}61$, de patru ori mai mare decît alunecarea critică $s_k = 0{,}1527$ pentru caracteristica naturală. Mai rezultă din aceleași date, sau din caracteristica trasată în fig. 3-39 că în momentul pornirii cuplul dezvoltat de motor este de 278 kgm față de cuplul de pornire de 98 kgm dezvoltat de motor în cazul pornirii fără înserarea rezistenței R_2 în circuitul rotorului.

Exemplul 3-11. Să se determine rezistența exterioară R_2 ce trebuie înserată în circuitul rotorului motorului din aplicația precedentă, pentruca cuplul dezvoltat de motor în momentul pornirii să fie egal cu cuplul său maximum.

Soluție: Pentruca motorul să dezvolte în momentul pornirii cuplul său maximum M_k trebuie ca rezistența exterioară înserată în circuitul roto-

rului să fie astfel aleasă încît alunecarea critică s_k a motorului să fie egală cu unitatea. Rezultă atunci, din relația (3-60)

$$s_k' = s_k \frac{r_2 + R_2}{r_2},$$

ca:

$$1 = 0{,}1527 \frac{r_2 + R_2}{r_2}.$$

Rezolvînd relația astfel obținută în raport cu R_2, obținem:

$$R_2 = \frac{r_2 - 0{,}1527\, r_2}{0{,}1527} = \frac{0{,}8473}{0{,}1527} r_2,$$

sau

$$R_2 = 5{,}55\ r_2\,\Omega.$$

3-22. Caracteristiciie artificiale pentru diferite tensiuni de alimentare a motorului

Dacă în ecuația (3-54)

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}} = \pm \frac{C}{x_1 + x_2'} \cdot \frac{1}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}}, \qquad (3\text{-}54)$$

sau:

$$M = \frac{60\, m_1 U_1^2}{2\pi n_1 (x_1 + x_2')} \cdot \frac{1}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}} \qquad (3\text{-}54\,a)$$

facem să varieze tensiunea de la valoarea sa nominală U_1 la o valoare oarecare U_1', obținem ecuația caracteristicii mecanice artificiale corespunzătoare noii tensiuni U_1':

$$M = \pm \frac{60\, m_1 U_1'^2}{2\pi n_1 (x_1 + x_2')} \cdot \frac{1}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}} \qquad (3\text{-}54\,b)$$

Din comparația ecuațiilor (3-54 *a*) și (3-54 *b*) rezultă că pentru o aceeași alunecare s, alunecarea critică s_k avînd aceeași valoare în amîndouă cazurile, cuplurile corespunzătoare tensiunilor U_1 și U_1' sînt în același raport ca și pătratul tensiunilor.

Scanned with OKEN Scanner

Într-adevăr, notînd cu M' cuplul corespunzător alunecării s, atunci cînd tensiunea este U_1', avem:

$$\frac{M'}{M} = \frac{\pm \dfrac{60\, m_1\, U_1'^2}{2\pi x_1 (x_1 + x_2')} \cdot \dfrac{1}{\dfrac{s_k}{s} + \dfrac{s}{s_k}}}{\dfrac{60\, m_1\, U_1^2}{2\pi x_1 (x_1 + x_2')} \cdot \dfrac{1}{\dfrac{s_k}{s} + \dfrac{s}{s_k}}} = \frac{U_1'^2}{U_1^2}, \qquad (3\text{-}62)$$

sau:

$$M' = M \frac{U_1'^2}{U_1^2}. \qquad (3\text{-}63)$$

Relația (3-63) ne dă posibilitatea să trasăm caracteristica mecanică artificială pentru tensiunea U_1', dacă cunoaștem caracteristica mecanică naturală a motorului asincron.

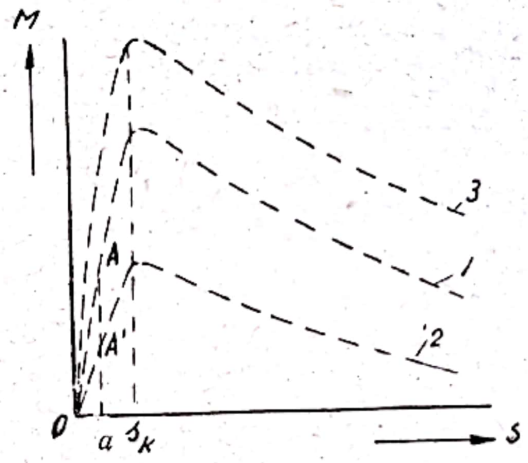


Fig. 3-40. Caracteristici mecanice artificiale pentru diferite tensiunii

Pentru aceasta, în fig. 3-40, în care avem trasată în 1 caracteristica mecanică naturală a motorului, ducem printr-un punct oarecare A al acestei caracteristici paralela la axa ordonatelor. Măsurăm ordonata aA a acestui punct, ordonată care reprezintă, la scara la care a fost construită caracteristica mecanică naturală, cuplul M al motorului și calculăm valoarea cuplului M' corespunzător alunecării $s = Oa$ cu ajutorul formulei (3-61). Purtăm apoi pe paralela dusă prin A la axa ordonatelor segmentul $aA' = M'$, se înțelege la aceeași scară cu care a fost măsurat cuplul M. Punctul A', astfel obținut, aparține, conform celor arătate mai sus, caracteristicii mecanice artificiale corespunzătoare tensiunii U_1'. Se obține astfel, în cazul unei tensiuni U_1' mai mică decît tensiunea nominală U_1, curba 2 din fig. 3-40.

În aceeași figură este trasată și caracteristica mecanică artificială 3 corespunzătoare unei tensiuni U_1' mai mari decît tensiunea nominală U_1.

Este de observat că pentru toate caracteristicile astfel obținute cuplul maximum dezvoltat de motor corespunde aceleiași alunecări, alunecarea critică s_k, care nu se schimbă atunci cînd se modifică tensiunea aplicată motorului.

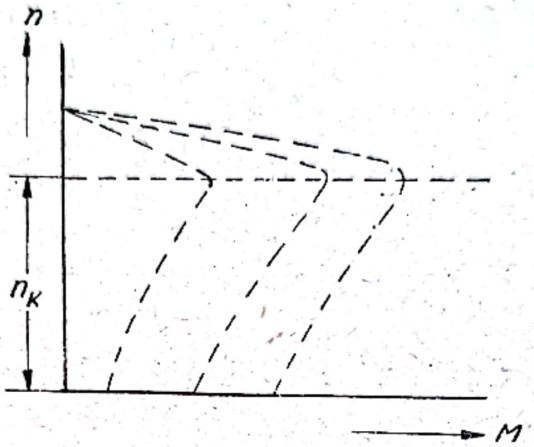


Fig. 3-41. Caracteristici mecanice artificiale pentru diferite tensiuni

În fig. 3-41 sînt reprezentate în planul axelor de coordonate $M - n$ aceleași caracteristici reprezentate în fig. 3-40 în planul axelor $s - M$.

Caracteristicile mecanice artificiale pentru diferite tensiuni servesc la studiul comportării motorului asincron la variațiile de tensiune ale rețelei de alimentare.

Exemplul 3-12. Motorul asincron din aplicația (3-9) lucrează cu tensiunea nominală de 220 V pe fază. Se cere să se determine caracteristica mecanică artificială corespunzătoare unei scăderi a tensiunii rețelei de alimentare a motorului cu 15%.

Soluție: Plecînd de la tabela întocmită la aplicația (3-9), se calculează, cu ajutorul formulei (3-63):

$$M' = M \cdot \frac{M_1'^2}{U_1^2} = M \cdot \frac{(0{,}85\,U_1)^2}{U_1^2} = 0{,}7225\,M,$$

noile valori ale cuplului motor pentru fiecare valoare a alunecării din tabela pomenită mai sus și se întocmește tabela următoare:

Tabela 3-6

Datele necesare trasării caracteristicii mecanice artificiale cerute în exemplul 3-12

s	0	0,033	0,04	0,05	0,1	0,1527	0,18	0,20	0,25	0,35	0,5	0,75	1
M	0	134,33	158	190,7	295	322,39	318	311	278	239	197	146	98
M'	0	97	114	138	213	233	230	225	201	173	142	105	71

Cu datele din linia întîia și a treia se construiește caracteristica cerută.

3-23. Caracteristicile mecanice artificiale pentru diferite frecvențe

Frecvența f_1 a tensiunii de alimentare a statorului unui motor asincron intră atît în expresia alunecării critice, cît și în expresia cuplului maximum al motorului.

Avem într-adevăr:

$$s_k = \frac{r_2}{x_1 + x_2'} = \frac{r_2'}{2\pi f_1 (l_1 + l_2')} \tag{3-64}$$

și

$$M_k = \frac{C}{2(x_1 + x_2')} = \frac{60\, m_1 U_1^2}{2 \cdot 2\pi n_1} \cdot \frac{1}{2\pi f_1 (l_1 + l_2')},$$

sau, dacă înlocuim viteza unghiulară n_1 a motorului în funcție de frecvență și de numărul polilor

$$M_k = \frac{60\, m_1 U_1^2}{4\pi \cdot \frac{60 f_1}{p}} \cdot \frac{1}{2\pi f_1 (l_1 + l_2')} = \frac{p\, m_1 U_1^2}{8\pi^2 f_1^2 (l_1 + l_2')} \tag{3-65}$$

Însemnînd atunci cu M_k și s_k cuplul maximum și alunecarea critică corespunzătoare frecvenței nominale f_1 și cu M_k' și s_k' cuplul maximum și alunecarea critică corespunzătoare unei frecvențe oarecare f_1', avem, ținînd seama de relațiile (3-64) și (3-65):

$$\frac{s_k'}{s_k} = \frac{\dfrac{r_2'}{2\pi f_1' (l_1 + l_2')}}{\dfrac{r_2'}{2\pi f_1 (l_1 + l_2)}} = \frac{f_1}{f_1'} \tag{3-66}$$

și

$$\frac{M_k'}{M_k} = \frac{\dfrac{p\, m_1 U_1^2}{8\pi^2 f_1'^2 (l_1 + l_2')}}{\dfrac{p\, m_1 U_1^2}{8\pi^2 f_1^2 (l_1 + l_2')}} = \frac{f_1^2}{f_1'^2} \cdot \tag{3-67}$$

Cu alte cuvinte, în timp ce alunecarea critică variază invers proporțional numai cu frecvența, cuplul maximum variază invers proporțional cu pătratul acesteia.

Relațiile (3-66) și (3-67) ne permit să trasăm caracteristica artificială pentru o frecvență oarecare f_1' atunci cînd cunoaștem caracteristica mecanică naturală.

Într-adevăr, unui punct oarecare A de pe caracteristica mecanică naturală a unui motor asincron, punct ale cărui coordonate sînt s și M, îi corespunde pe caracteristica mecanică artificială, conform celor arătate

mai sus, un punct A' ale cărui coordonate s' și M' sînt respectiv mai mici sau mai mari decît coordonatele punctului A, după cum noua frecvență f_1' este mai mare sau mai mică decît frecvența nominală f_1.

În fig. 3-42 sînt trasate, în planul axelor de coordonate $s - M$: caracteristica mecanică naturală a unui motor asincron pentru frecvența sa nominală $f_1 = 50$ Hz și două caracteristici mecanice artificiale, una pentru o frecvență mai mare decît frecvența nominală și alta pentru o frecvență mai mică decît aceea nominală.

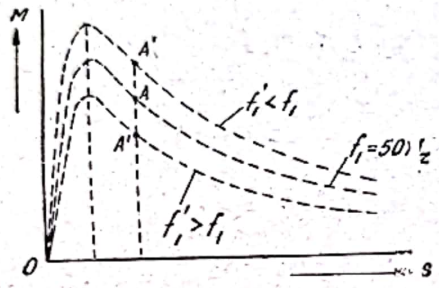


Fig. 3-42. Caracteristici artificiale pentru diferite frecvențe

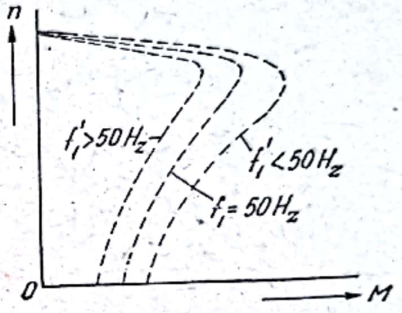


Fig. 3-43. Caracteristici artificiale pentru diferite frecvențe

În fig. 3-43, aceleași caracteristici sînt trasate în planul axelor de coordonate $M - n$.

Relațiile pe care le-am stabilit mai sus (3-64) ÷ (3-67) și din care am tras, apoi, concluzii cu privire la trasarea caracteristicilor mecanice artificiale corespunzătoare diferitelor frecvențe, sînt valabile însă numai pentru frecvențe care nu se îndepărtează cu mult prea mult de frecvența nominală.

Într-adevăr, conform relației cunoscute:

$$U_1 \cong E_1 = k f_1 \Phi ,$$

tensiunea nominală U_1 rămînînd neschimbată, fluxul crește pe măsură ce frecvența scade. Dacă frecvența scade mult față de frecvența nominală, fluxul crește pînă la saturația circuitului magnetic al motorului și, în acest caz, nu mai avem proporționalitatea între reactanțele de scăpări x_1 și x_2' și inductanțele de scăpări corespunzătoare l_1 și l_2', proporționalitate pe care am folosit-o scriind că

$$x_1 = 2\pi f_1 l_1 \quad \text{și} \quad x_2' = 2\pi f_1 l_2' .$$

3-24. Calculul rezistențelor de pornire ale unui motor asincron

Să considerăm două caracteristici mecanice artificiale (fig. 3-44), corespunzătoare rezistențelor exterioare R_{21} și R_{22} înserate în circuitul rotorului și fie s_{k1} alunecarea critică pentru prima caracteristică și s_{k2} alunecarea critică pentru cea de a doua caracteristică.

Dacă notăm cu s_1 și s_2 alunecările care corespund pe cele două caracteristici mecanice artificiale aceluiași cuplu motor M, deci aceluiași coeficient α definit de raportul:

$$2\alpha = \frac{M}{M_k} ,$$

atunci, conform relației (3-59), avem:

$$s_1 = \frac{s_{k1}}{2\alpha}(1 \pm \sqrt{1 - 4\alpha^2})$$

și

$$s_2 = \frac{s_{k2}}{2\alpha}(1 \pm \sqrt{1 - 4\alpha^2}).$$

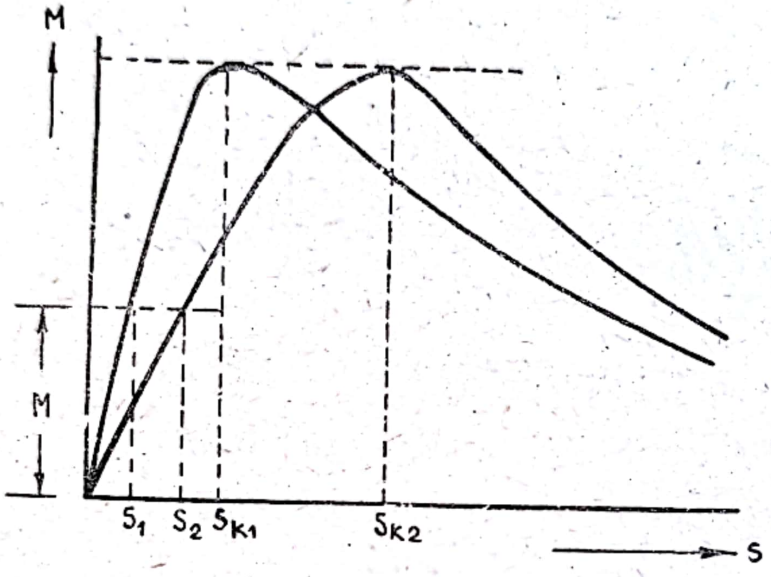


Fig. 3-44. Raportul alunecărilor pe două caracteristici artificiale

Din aceste relații rezultă, prin împărțirea lor membru cu membru:

$$\frac{s_1}{s_2} = \frac{s_{k1}}{s_{k2}}$$

Cu alte cuvinte, raportul dintre alunecările de pe două caracteristici mecanice artificiale, alunecări corespunzătoare aceluiași cuplu motor, sînt proporționale cu raportul alunecărilor critice corespunzătoare celor două caracteristici.

Pornind de la această constatare, vom demonstra o proprietate importantă a caracteristicilor mecanice artificiale corespunzătoare diferitelor rezistențe R_2 introduse în circuitul rotorului, proprietate care ne va servi la calculul rezistențelor de pornire ale motorului asincron.

Fie 1 și 2, vezi fig. 3-45, două caracteristici mecanice artificiale corespunzătoare rezistențelor R_{21} și R_{22} introduse în circuitul rotorului, caracteristici ale căror alunecări critice sînt s_{k1} și s_{k2}. Să ducem două drepte paralele cu axa absciselor, una de ordonată M_M și alta de ordonată M_m. Aceste drepte taie caracteristicile 1 și 2 în punctele A, A' și B, B', ale căror coordonate sînt: $A(s_1, M_M)$, $A'(s_1', M_m)$, $B(s_2, M_M)$ și $B'(s_2', M_m)$. Să unim acum punctul A cu punctul A' și punctul B cu punctul B'. Se obțin astfel două drepte AA' și BB' care se taie într-un punct O'. Ne propunem să arătăm, și aceasta constituie proprietatea de care vorbeam

mai sus, că punctul de intersecție a celor două drepte se găsește pe axa ordonatelor.

Pentru a arăta aceasta, să scriem ecuațiile celor două drepte AA' și BB':

$$(AA') \qquad \frac{s - s_1'}{s_1 - s_1'} = \frac{M - M_m}{M_M - M_m} \tag{3-68}$$

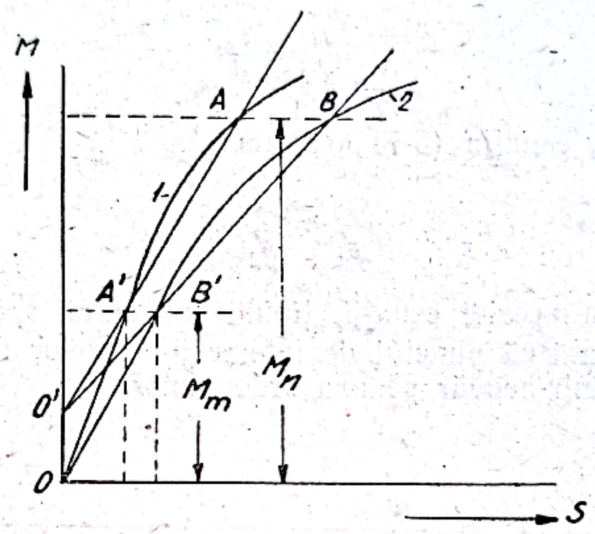


Fig. 3-45. Principiul de calcul al rezistențelor de pornire

și

$$(BB') \qquad \frac{s - s_2'}{s_2 - s_2'} = \frac{M - M_m}{M_M - M_m} . \tag{3-69}$$

Abscisa punctului de intersecție a acestor drepte este dată de ecuația în s

$$\frac{s - s_1'}{s_1 - s_1'} = \frac{s - s_2'}{s_2 - s_2'} , \tag{3-70}$$

care se obține prin eliminarea ordonatei curente M între ecuațiile (3-68) și (3-69).

Ecuația (3-70) se mai poate însă scrie:

$$\frac{\frac{s}{s_1'} - 1}{\frac{s_1}{s_1'} - 1} = \frac{\frac{s}{s_2'} - 1}{\frac{s_2}{s_2'} - 1} \tag{3-71}$$

Dar, în conformitate cu cele arătate mai sus cu privire la raportul alunecărilor de pe două caracteristici, alunecări corespunzătoare aceluiași cuplu motor, avem:

$$\frac{s_1}{s_2} = \frac{s_{k1}}{s_{k2}} = \frac{s_1'}{s_2'}$$

s_{k1} și s_{k2} fiind alunecările critice ale celor două caracteristici considerate. Din ultima relație rezultă însă că

$$\frac{s_1}{s_1'} = \frac{s_2}{s_2'}$$

și, în consecință, ecuația (3-71) devine:

$$\frac{s}{s_1'} = \frac{s}{s_2'} .$$

Or, soluția acestei ecuații, ținînd seama că $s_1' \neq s_2'$, este evident zero, ceea ce arată că punctul de intersecție a celor două drepte AA' și BB' se găsește într-adevăr pe axa ordonatelor.

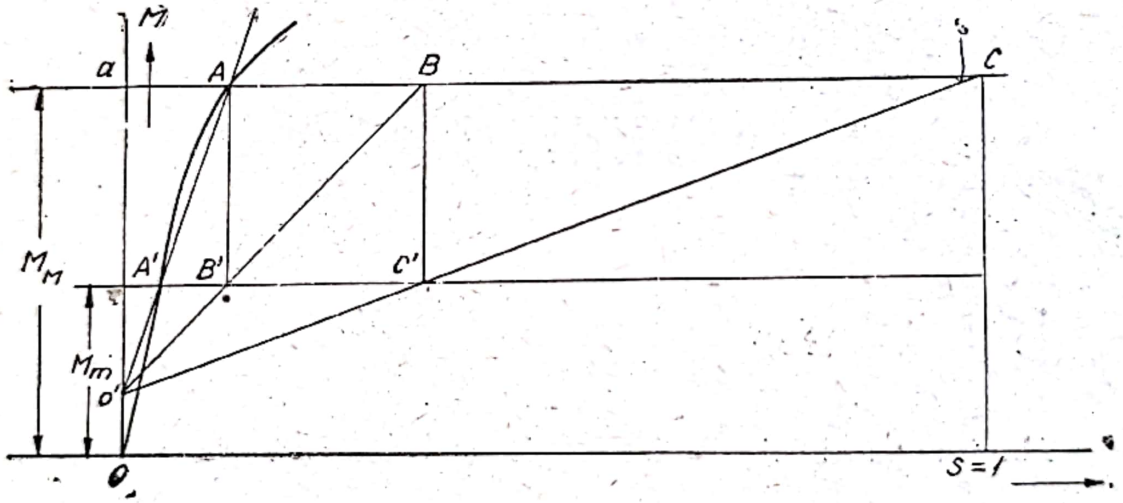


Fig. 3-46. Calculul grafic al rezistențor de pornire

Pe baza acestei proprietăți a caracteristicilor mecanice corespunzătoare diferitelor rezistențe înserate în circuitul rotorului, diferitelor trepte de pornire, deci, ale reostatului, calculul rezistențelor de pornire se face în felul următor:

Se trasează caracteristica mecanică naturală a motorului (fig. 3-46) și se alege limita maximă M_M și limita minimă M_m de variație a cuplului motor M în timpul procesului de pornire. Dreapta paralelă cu axa absciselor, a cărei ordonată este M_M, taie caracteristica mecanică naturală în punctul A; iar dreapta paralelă cu axa absciselor, a cărei ordonată este M_m, taie această caracteristică în punctul A'. Se unește punctul A cu punctul A' și se prelungește dreapta AA' pînă ce intersectează axa ordonatelor în punctul O'. Pe de altă parte, în momentul pornirii, punctul

de funcționare C, ale cărui coordonate sînt evident $s = 1$ și $M = M_M$, se găsește pe caracteristica mecanică artificială corespunzătoare rezistenței totale, pe care să o notăm cu R_{2t}, introduse de reostatul de pornire în circuitul rotorului. Unind punctul C de pe această caracteristică, punct corespunzător cuplului M_M, cu punctul O', dreapta CO' taie paralela, de ordonată $M = M_m$, la axa absciselor în punctul C'. Conform proprietății demonstrate mai sus, a caracteristicilor mecanice artificiale corespunzătoare diferitelor rezistențe exterioare înserate în circuitul rotorului, punctul C' face parte din prima caracteristică artificială, corespunzînd rezistenței exterioare R_{2t}. Din momentul pornirii, deci, motorul a lucrat pe această caracteristică, iar cuplul său a variat de la M_M, în punctul C, la M_m, în punctul C'. Dacă am lăsa mai departe în circuitul rotorului întreaga rezistență R_{2t} a reostatului de pornire, motorul va continua să lucreze pe aceeași caracteristică micșorîndu-și cuplul sub limita minimă M_m, ceea ce ar lungi durata procesului de pornire. De aceea, în momentul cînd punctul de funcționare a ajuns în C', se scoate prima treaptă de rezistență a reostatului de pornire. Rezistența R_{21} a acestei trepte trebuie astfel aleasă încît, prin scoaterea ei din circuitul rotorului, cuplul motor să crească din nou pînă la limita maximă M_M din cursul procesului de pornire. Cum durata de timp în care se scoate această treaptă de rezistență este extrem de scurtă, viteza motorului nu are vreme să varieze cît timp durează această scoatere din circuit a rezistenței R_{21} și, prin urmare, cuplul motor variază după dreapta $C'B$ perpendiculară pe axa absciselor, din C' pînă în B. Punctul B se găsește pe a doua caracteristică mecanică artificială, corespunzătoare rezistenței exterioare $R_{2t} - R_{21}$. Unind punctul B, de ordonată M_M, cu punctul O', dreapta BO' taie paralela, de ordonată $M = M_m$, la axa absciselor în punctul B', care aparține încă celei de a doua caracteristici mecanice artificiale. Se scoate în momentul cînd punctul de funcționare a motorului a ajuns în B' cea de a doua treaptă de pornire a cărei rezistență R_{22} trebuie să fie astfel încît, prin scoaterea ei din circuitul rotorului, cuplul motor să crească din nou de la M_m la M_M. Variația cuplului în timpul scoaterii acestei de a doua trepte a reostatului de pornire se face după perpendiculara $B'A$ la axa absciselor. În cazul figurii noastre, punctul A de intersecție dintre perpendiculara dusă prin B' la axa absciselor și paralela, de ordonată M_M, la aceeași axă se găsește pe caracteristica naturală a motorului. Dacă acest punct n-ar fi căzut pe caracteristica mecanică naturală, diagrama de pornire a motorului trebuia refăcută, alegîndu-se alte valori pentru cuplurile limită M_M și M_m, sau numai pentru unul din aceste cupluri. Obișnuit, se modifică cuplul minimum M_m din cursul procesului de pornire a motorului.

Odată trasată diagrama procesului de pornire, determinarea rezistențelor diferitelor trepte ale reostatului se poate face după două metode: a) metoda grafică și b) metoda grafo-analitică.

a) *Metoda grafică.* Am văzut, la începutul acestui paragraf, că raportul alunecărilor de pe două caracteristici mecanice, alunecări corespunzătoare aceluiași cuplu motor, sînt proporționale cu raportul alunecărilor critice ale celor două caracteristici; iar din formula (3-60) reiese că raportul acestor din urmă două alunecări este egal cu raportul rezisten-

ţelor totale ale unei faze a rotorului, rezistenţe corespunzătoare celor două caracteristici. În consecinţă, referindu-ne la fig. 3-46, avem:

$$\frac{\overline{aC}}{\overline{aA}} = \frac{R_{2t} + r_2}{r_2}$$

şi

$$\frac{\overline{aB}}{\overline{aA}} = \frac{R_{2t} + r_2 - R_{21}}{r_2} .$$

Din aceste două relaţii rezultă:

$$R_{2t} + r_2 = \frac{\overline{aC}}{\overline{aA}} r_2$$

şi

$$R_{21} = R_{2t} + r_2 - \frac{\overline{aB}}{\overline{aA}} r_2 ,$$

sau

$$R_{21} = \frac{\overline{aC}}{\overline{aA}} r_2 - \frac{\overline{aB}}{\overline{aA}} r_2 = \frac{\overline{BC}}{\overline{aA}} r_2 . \qquad (3\text{-}72)$$

Pentru a afla rezistenţa R_{22} a celei de a doua trepte de pornire a reostatului, ţinem seama că: $R_{2t} + r_2 = R_{21} + R_{22} + r_2$, ceea ce ne dă:

$$R_{22} = R_{2t} - R_{21} = \frac{\overline{aC}}{\overline{aA}} \cdot r_2 - r_2 - \frac{\overline{BC}}{\overline{aA}} \cdot r_2$$

sau

$$R_{22} = \frac{\overline{aC} - \overline{BC}}{\overline{aA}} r_2 - r_2 = \frac{\overline{aB}}{\overline{aA}} r_2 - r_2 ,$$

sau încă

$$R_{22} = \frac{\overline{aB} - \overline{aA}}{\overline{aA}} r_2 = \frac{\overline{AB}}{\overline{aA}} r_2 \qquad (3\text{-}73)$$

Înlocuind în formulele (3-72) şi (3-73) rezistenţa r_2 a înfăşurării unei faze a rotorului cu valoarea sa dată de formula cunoscută:

$$r_2 = \frac{P_n \cdot s_n}{3 I_{2n}^2 (1 - s_n)} ,$$

rezultă rezistenţele R_{21} şi R_{22} ale celor două trepte de pornire ale reostatului motorului asincron a cărui diagramă de pornire este dată în fig. 3-46.

b) *Metoda grafo-analitică.* Considerînd cazul general al unui reostat cu m trepte de pornire de rezistenţe R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24} ... $R_{2(m-1)}$ R_{2m}, rezultă din diagrama de pornire, analoagă aceleia din fig. 3-46, dacă

ne referim la punctele de intersecție a dreptei $M = M_M$ cu cele m caracteristici mecanice artificiale și cu caracteristica naturală, următoarele relații:

$$\frac{R_{2t}+r_2}{s_1}=\frac{R_{2t}+r_2-R_{21}}{s_2}=\frac{R_{2t}+r_2-R_{21}-R_{22}}{s_3}=\ldots=$$
$$=\frac{R_{2t}+r_2-R_{21}-R_{22}-\ldots-R_{2m}}{s_{m+1}} \qquad (3\text{-}74)$$

în care $s_1, s_2, s_3, \ldots s_m$ sînt alunecările corespunzătoare cuplului limită M_M pe cele m caracteristici artificiale și s_{m+1} alunecarea, corespunzătoare aceluiași cuplu M_M, de pe caracteristica naturală, cu observația că $s_1 = 1$.

Dacă ne referim la punctele de intersecție a dreptei $M = M_m$ cu aceleași $m + 1$ caracteristici, obținem următoarele relații:

$$\frac{R_{2t}+r_2}{s_2}=\frac{R_{2t}+r_2-R_{21}}{s_3}=\frac{R_{2t}+r_2-R_{21}-R_{22}}{s_4}=\ldots=$$
$$=\frac{R_{2t}+r_2-R_{21}-R_{22}-\ldots-R_{2(m-1)}}{s_{m+1}} \qquad (3\text{-}75)$$

Notînd cu $R_1, R_2, \ldots R_m, R_{m+1}$ rezistențele totale ale unei faze, inclusiv rezistențele exterioare introduse de reostatul de pornire, pentru diferitele poziții de conectare a reostatului, cu alte cuvinte, punînd

$$R_{2t}+r_2=R_1,\ R_{2t}+r_2-R_{21}=R_2,\ldots.\ R_{2t}+r_2-R_{21}-R_{22}-$$
$$\ldots.-R_{2(m-1)}-R_{2m}=R_{m+1}=r_2,$$

relațiile (3-74) și (3-75) devin:

$$\frac{R_1}{s_1}=\frac{R_2}{s_2}=\frac{R_3}{s_3}=\ldots=\frac{R_m}{s_m}=\frac{r_2}{s_{m+1}} \qquad (3\text{-}76)$$

și

$$\frac{R_1}{s_2}=\frac{R_2}{s_3}=\frac{R_3}{s_4}=\ldots=\frac{R_m}{s_{m+1}} \qquad (3\text{-}77)$$

Din relațiile (3-76) și (3-77), rezultă:

$$\frac{R_1}{R_2}=\frac{s_1}{s_2}=\frac{s_2}{s_3}=\frac{R_2}{R_3}=\frac{s_3}{s_4}=\frac{R_3}{R_4}=\ldots=\frac{s_m}{s_{m+1}}=\frac{R_m}{r_2} \qquad (3\text{-}78)$$

Scanned with OKEN Scanner

Notînd cu q valoarea comună a acestor rapoarte, rezistențele totale ale rotorului pe diferitele poziții ale reostatului de pornire pot fi puse sub forma:

$$\begin{aligned} R_{m+1} &= r_2 \\ R_m &= q r_2 \\ R_{m-1} &= \frac{R_m^2}{r_2} = q^2 r_2 \\ &\vdots \qquad\qquad \vdots \\ R_2 &= \ldots = q^{m-1} r_2 \\ R_1 &= \ldots = q^m r_2 . \end{aligned} \tag{3-79}$$

Cu alte cuvinte, rezistențele totale ale rotorului pe diferitele poziții de pornire ale reostatului formează o progresie geometrică cu rația

$$q = \frac{s_m}{s_{m+1}}$$

Cum $s_m > s_{m+1}$, $q > 1$ și prin urmare pornind de la prima poziție de conectare a reostatului, cînd rezistența pe o fază a rotorului R_1 este maximă, rezistențele pe diferitele poziții descresc după o progresie geometrică, pînă cînd în circuitul rotorului nu mai rămîne decît rezistența înfășurării fazelor.

Din relația (3-78) mai rezultă că

$$\frac{s_1}{s_2} = \frac{s_2}{s_3} = \frac{s_3}{s_4} = \ldots = \frac{s_{m-1}}{s_m} = \frac{s_m}{s_{m+1}} \tag{3-80}$$

Din această relație, ținînd seama că $s_1 = 1$, obținem relațiile:

$$\begin{aligned} s_3 &= s_2^2 \\ s_4 &= s_2^3 \\ s_5 &= s_2^4 \\ &\vdots \qquad \vdots \\ s_{m+1} &= s_2^m \end{aligned} \tag{3-81}$$

Cum însă $s_2 = \frac{s_{m+1}}{s_m}$, ceea ce rezultă din primul și ultimul raport al relațiilor (3-80), deoarece $s_1 = 1$, ultima din relațiile (3-81) se mai poate scrie:

$$s_{m+1} = \left(\frac{s_{m+1}}{s_m}\right)^m , \tag{3-82}$$

Scanned with OKEN Scanner

de unde, prin logaritmare, se obține relația

$$m = \frac{\log s_{m+1}}{\log \frac{s_{m+1}}{s_m}} \quad (3\text{-}83)$$

care ne dă legătura ce trebuie să existe între numărul de trepte m ale reostatului de pornire și alunecările s_{m+1} și s_m de pe caracteristica naturală corespunzătoare cuplurilor limită M_M și M_m.

Pentruca, folosindu-ne de relația (3-83), fără să fi trasat diagrama de pornire a motorului, să putem afla numărul de trepte ale reostatului de pornire, este nevoie să cunoaștem alunecările s_{m+1} și s_m de pe caracteristica naturală a motorului.

Aceste alunecări se determină cu ajutorul formulei (3-59),

$$s = \frac{s_k}{2\alpha}(1 \pm \sqrt{1 - 4\alpha^2}),$$

în care se ia semnul + între termenii parantezei din membrul al doilea, dat fiindcă la sfîrșitul procesului de pornire trebuie să ne aflăm pe porțiunea stabilă a caracteristicii mecanice naturale. Vom obține astfel:

$$s_{m+1} = \frac{r_2'}{x_1 + x_2'} \cdot \frac{M_k}{M_M}\left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{M_M}{M_k}\right)^2}\right) \quad (3\text{-}84)$$

și

$$s_m = \frac{r_2'}{x_1 + x_2'} \cdot \frac{M_k}{M_m}\left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{M_m}{M_k}\right)^2}\right) . \quad (3\text{-}85)$$

În general, membrul al doilea al relației (3-83), în care înlocuim pe s_{m+1} și s_m cu valorile date de relațiile (3-84) și (3-85), nu este un număr întreg.

De aceea, menținînd valoarea calculată cu formula (3-84) a alunecării s_{m+1}, deci menținînd valoarea aleasă inițial pentru cuplul limită M_M, se modifică alunecarea s_m astfel ca numărul m al treptelor de pornire, dat de relația (3-83), să fie un număr întreg. Rezultă, deci, pentru s_m:

$$s_{m+1} = \left(\frac{s_{m+1}}{s_m}\right)^m ,$$

de unde

$$s_m = \sqrt[m]{s_{m+1}^{m-1}} . \quad (3\text{-}86)$$

Valorile alunecărilor s_m și s_{m+1} fiind cunoscute, se determină rația progresiei geometrice (3-81):

$$q = \frac{s_m}{s_{m+1}}$$

și, apoi, rezistențele R_1, R_2, R_3 ..... R_m, din care se pot determina cu ușurință rezistențele diferitelor trepte ale reostatului de pornire:

$$R_{21} = R_1 - r_2$$
$$R_{22} = R_2 - R_{21}$$
$$R_{23} = R_3 - R_{22}$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots$$

De cele mai multe ori însă, în special în cazul comenzilor automate, numărul de trepte ne este impus. În acest caz, se alege valoarea limită M_M a cuplului de pornire. Se calculează, cu ajutorul formulei (3-84), valoarea alunecării s_{m+1} și se introduce această valoare în formula (3-83), în care valoarea lui m este cunoscută. Se deduce, astfel, valoarea alunecării s_m și se determină rația q, cu ajutorul căreia se calculează apoi rezistențele căutate ale treptelor reostatului de pornire.

3-25. Regimurile de funcționare ale motorului asincron

Să reluăm, în fig. 3-47 și 3-48, figurile 3-32 și 3-31 reprezentînd caracteristicile mecanice naturale ale motorului asincron în planurile axelor de coordonate $M - n$ și $s - M$.

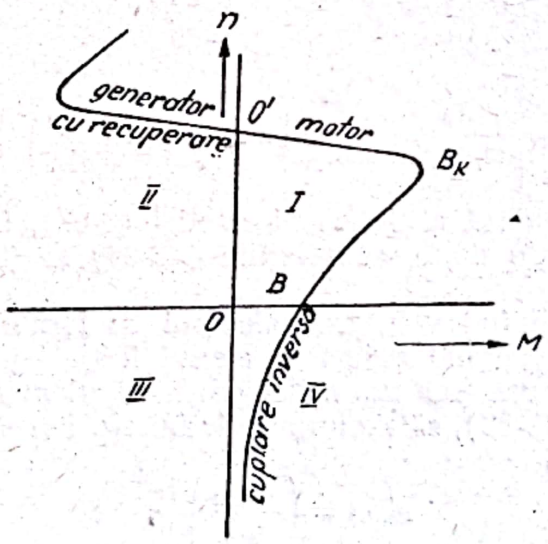


Fig. 3-47. Regimurile de funcționare ale motorului asincron

În cadranul I al figurii 3-47, cuplul M și viteza n a mașinii fiind pozitive, porțiunea caracteristicii mecanice cuprinse în acest cadran corespunde funcționării mașinii asincrone în regim de motor. În cadranul II al aceleiași figuri, viteza fiind pozitivă și cuplul negativ, porțiunea caracteristicii mecanice cuprinse în acest cadran corespunde funcționării mașinii asincrone în regim de generator și, deoarece viteza mașinii este mai mare decît viteza de sincronism n_1, este vorba aici de un regim de generator cu recuperare. În sfîrșit, în cadranul IV al fig. 3-47, viteza fiind

negativă și cuplul motor pozitiv, porțiunea caracteristicii mecanice cuprinsă în acest cadran corespunde funcționării mașinii în regim de motor cu cuplare inversă.

In fig. 3-48, porțiunea OA_kA_p a caracteristicii mecanice, corespondentă porțiunii $O'B_kB_p$ a caracteristicii din fig. 3-47, reprezintă regimul de funcționare ca motor al mașinii asincrone; porțiunea caracteristicii mecanice situată în cadranul I al fig. 3-48, la dreapta punctului A_p, corespunzînd porțiunii caracteristicii mecanice din cadranul IV al fig. 3-47, reprezintă funcționarea mașinii asincrone în regim de motor cu cuplare inversă și, în sfîrșit, porțiunea din cadranul III al figurii 3-48, corespunzînd porțiunii caracteristicii mecanice din fig. 3-47 cuprinsă în cadranul II al acestei figuri, reprezintă funcționarea mașinii asincrone în regim de generator cu recuperare.

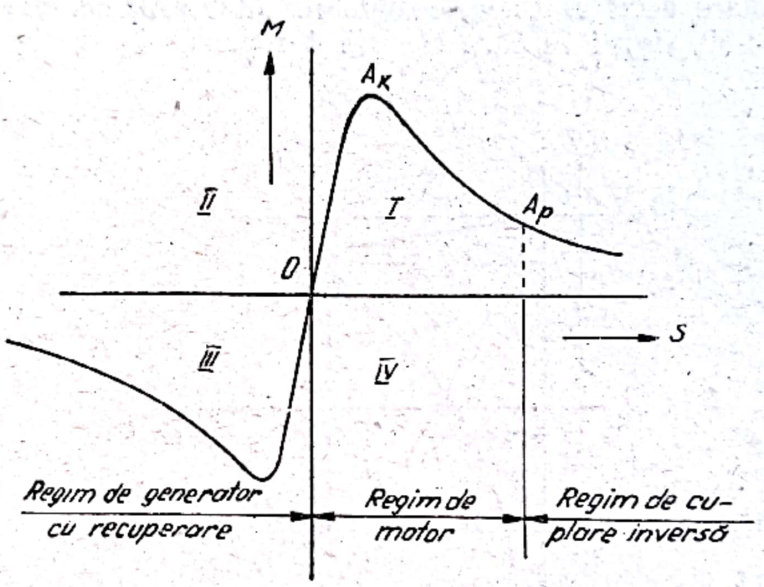


Fig. 3-48. Regimurile de funcționare ale motorului asincron

In afară de regimurile de funcționare reprezentate în fig. 3-47 și 3-48, mașina asincronă mai poate funcționa în regim de generator cu frînare dinamică.

Așa dar motorul asincron, în afară de regimul de motor pe care l-am studiat, poate funcționa în: *a*) regim de motor cu cuplare inversă, *b*) regim de generator cu recuperare și *c*) regim de frînare dinamică.

In cele ce urmează, ne vom ocupa, pe scurt, de fiecare din aceste regimuri de funcționare.

a) Regimul de funcționare ca motor cu cuplare inversă

După cum rezultă din figurile 3-47 și 3-48, în timp ce viteza n este negativă în decursul funcționării motorului în regim de cuplare inversă, alunecarea sa s și deci, după cum reiese din ecuația de definiție a alunecării:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1},$$

viteza de sincronism n_1 este pozitivă.

Cu alte cuvinte, în regimul de funcționare cu cuplare inversă a motorului asincron, sensul vitezei unghiulare a rotorului este opus sensului de rotație a cîmpului învîrtitor. Dar, pentru ca rotorul să se poată învîrti în sens opus cîmpului învîrtitor, trebuie să existe un cuplu exterior aplicat arborelui motorului, cuplu care să poată învîrti rotorul în sens contrar cuplului născut de cîmpul învîrtitor.

Regimul acesta de funcționare se folosește, de exemplu, pentru scoborîrea unei greutăți care acționează asupra troliului unei mașini de ridicat, motorul fiind conectat pentru ridicarea greutății.

Caracteristica mecanică a motorului care acționează mașina de ridicat, în circuitul rotoric al motorului fiind înserată o rezistență exterioară care să facă ca alunecarea critică să fie mai mare decît unitatea, deci astfel încît cuplul maximum M_k al motorului să aibă loc pentru o alunecare mai mare decît unitatea, este reprezentat prin curbele 2 din figurile 3-49 și 3-50, figuri în care curbele 1 reprezintă caracteristica mecanică naturală.

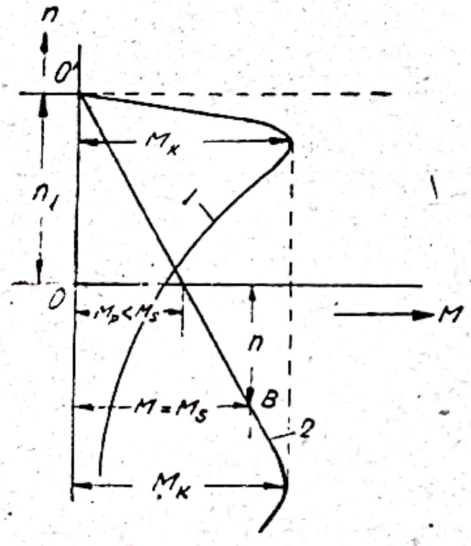


Fig. 3-49. Funcționarea în regim de cuplare inversă

Dacă, în momentul conectării motorului la rețea, cuplul de pornire dezvoltat de motor, cuplu care tinde să rotească mașina de ridicat în sensul ridicării greutății, este mai mic decît cuplul M_s produs la arborele motorului de greutatea de ridicat, atunci motorul se va învîrti în sensul scoborîrii greutății sub influența cuplului rezultant $M_p - M_s$. Viteza motorului este deci negativă, de sens opus aceleia pe care ar fi avut-o funcționînd în regim de motor, și această viteză crește în valoare absolută pînă ce cuplul M dezvoltat de motor echilibrează cuplul M_s aplicat arborelui. Din momentul în care cuplul M al motorului a ajuns la valoarea cuplului M_s produs la arborele motorului de greutatea care coboară, sistemul motor-mașină de ridicat se va învîrti cu o viteză unghiulară constantă (viteza n corespunzătoare punctului de funcționare B din fig. 3-49) și greutatea își va înceta căderea sa accelerată, scoborînd mai departe cu o mișcare uniformă. În felul acesta motorul are o acțiune de limitare a vitezei de scoborîre a greutății, o acțiune de frînare a instala-

ției de ridicat. Energia transmisă arborelui motorului de greutatea care scoboară este transformată de mașină în energie electrică care, împreună cu energia electrică primită de la rețea, se transformă aproape în întregime în căldura degajată prin efect Joule-Lenz în circuitul rotoric al mașinii. Astfel se explică faptul că trebuie să introducem în circuitul rotorului rezistențe cu atît mai mari, cu cît viteza limită de scoborîre este mai mare. Acest fapt se poate constata, de altfel, trasînd într-o diagramă mai multe caracteristici artificiale, pe care le intersectăm, în regiunea de funcționare a mașinii în regim de cuplare inversă, printr-o dreaptă perpendiculară pe axa cuplurilor astfel ca $M = M_s$.

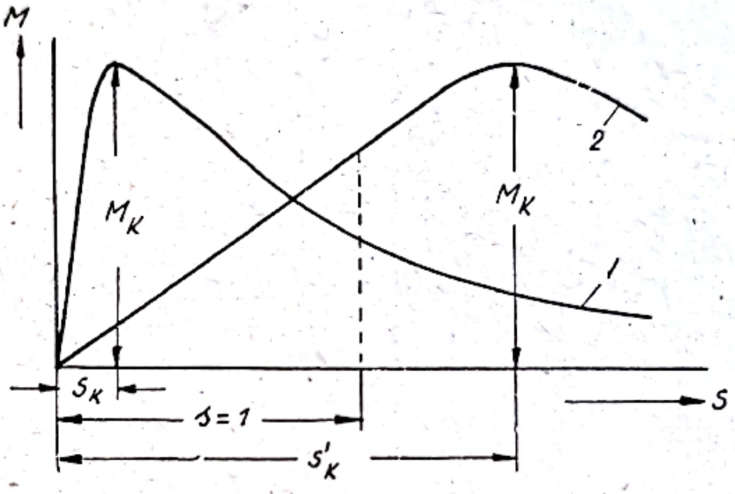


Fig. 3-50. Funcționarea în regim de cuplare inversă

Funcționarea în regim de cuplare inversă se folosește, în afară de acționarea instalațiilor de ridicat în timpul scoborîrii greutății, pentru oprirea rapidă a oricărui sistem motor-mecanism executor și, mai ales, pentru inversarea sensului de rotație.

În acest caz, deoarece viteza motorului în perioada de oprire își păstrează același sens ca și la funcționarea în regim de motor, datorită inerției părților învîrtitoare ale sistemului, pentruca, totuși, sensul vitezei de rotație a motorului să fie opus sensului de rotație a cîmpului învîrtitor, trebuie să schimbăm sensul de rotație a acelui cîmp, schimbînd între ele conexiunile la rețea a două din fazele motorului.

b) Regimul de funcționare ca generator cu recuperare

După cum se vede în fig. 3-47, pentru ca o mașină asincronă să funcționeze în regim de generator cu recuperare, trebuie ca viteza motorului să fie mai mare decît viteza de sincronism.

Pentru aceasta, însă, este nevoie să se furnizeze, din exterior, arborelui mașinii o energie mecanică capabilă să învîrte rotorul cu o viteză n mai mare decît viteza n_1 de sincronism. Mașina transformă energia mecanică primită de la arborele motor în energie electrică pe care o debitează în rețea. Se înțelege că energia debitată în rețea de mașina care lucrează astfel ca generator asincron este energie watată, activă; energia dewatată, reactivă, de care generatorul are nevoie pentru întreți-

nerea fluxului magnetic, este luată de la rețea, și frecvența curentului dewatat sau reactiv absorbit de generator de la aceasta, frecvența rețelei, deci, este aceea care determină frecvența curentului watat sau activ debitat de mașină în rețea.

Prin faptul că mașina produce energie electrică, deci cuplul electromagnetic al mașinii se opune mișcării, motorul asincron funcționînd în regim de generator are o acțiune de frînare, limitînd viteza mecanismului care transmite arborelui motor energia mecanică.

Regimul acesta de funcționare în generator cu recuperare a motorului asincron se folosește la acționarea trenurilor electrice, atunci cînd acestea scoboară o pantă, și la acționarea instalațiilor de ridicat, atunci cînd ele scoboară greutăți mari.

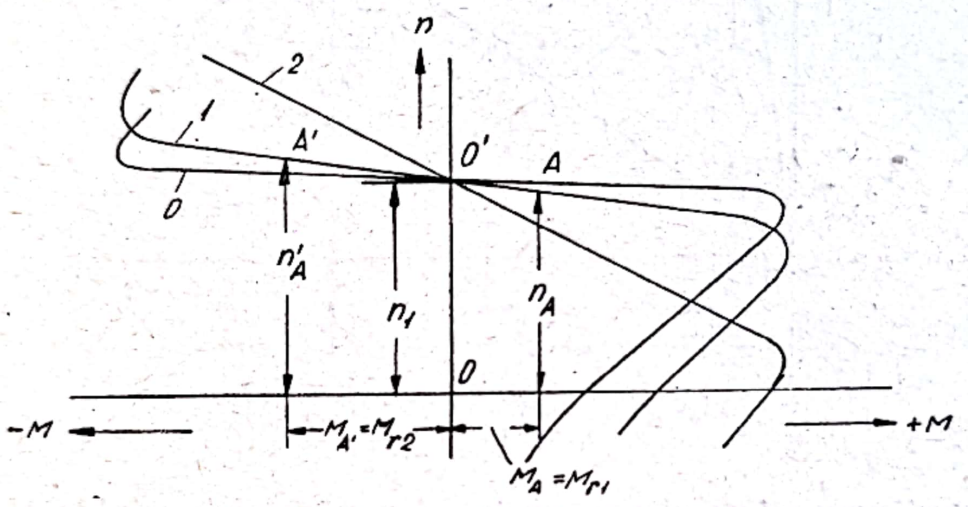


Fig. 3-51. Frînarea unui tren care scoboară o pantă

Să presupunem, de exemplu, că locomotiva unui tren electric este acționată de un motor asincron și fie 1, vezi fig. 3-51, una din caracteristicile mecanice artificiale ale mașinii lucrînd în regim de motor. Dacă trenul se găsește pe un teren plan, pe o porțiune de linie fără curbe, atunci cuplul static rezistent M_{r1} al trenului, redus la arborele motorului are o valoare relativ mică, determinată de rezistența de frecare dintre linie și roțile trenului. Punctul de funcționare A al sistemului pe caracteristica mecanică artificială 1 este determinat de acest cuplu M_{r1}, care trebuie să fie echilibrat de cuplul motor M_A, abscisă a punctului de funcționare. Trenul va avea o mișcare de regim cu viteză constantă, corespunzătoare vitezei unghiulare n_A, ordonată a punctului A, atîta timp cît cuplul static rezistent M_{r1} nu se modifică, deci atîta timp cît trenul merge pe un teren plan, pe o linie fără curbe.

Să presupunem acum că trenul ajunge la o pantă pe care urmează să o coboare. Cuplul static rezistent al trenului, redus la arborele motorului, se micșorează, ajunge la zero pentru o anumită înclinare a pantei și își schimbă sensul, devenind din cuplu rezistent, dacă panta este mai accentuată, cuplu motor. În acest din urmă caz, în cazul unei pante mai

mari căreia îi corespunde un cuplu static devenit motor, cuplul rezultant care lucrează asupra arborelui motorului, care prin angrenajul cu roțile locomotivei antrenează trenul, este $M_A + M_{r2}$, M_{r2} fiind cuplul motor produs de trenul care scoboară panta. Viteza trenului, sub acțiunea acestui cuplu sporit, crește. Ca urmare, cuplul dezvoltat de motor scade după caracteristica mecanică artificială 1 pînă ce ajunge la zero, cînd viteza arborelui motor, așa după cum se vede din fig. 3-51, ajunge la viteza n_1 de sincronism. Cuplul motor M_{r2} continuă însă să lucreze asupra arborelui motorului și motorul își va accelera mersul, viteza sa depășind viteza de sincronism. Din momentul depășirii acestei viteze, însă, motorul încetează de a mai lucra în regim de motor; el începe să lucreze în regim de generator cu recuperare. Cuplul M al mașinii devine un cuplu rezistent, opus mișcării, de sens contrar cuplului M_{r2} și crește în valoare absolută pe măsură ce viteza mașinii crește. Cînd cuplul M al mașinii ajunge, în valoare absolută, să fie egal cu cuplul M_{r2}, cuplul rezultant care lucrează asupra arborelui motorului se anulează. Din acest moment mașina va lucra cu o viteză constantă n_A', ordonata noului punct de funcționare A', a cărui abscisă, negativă, M_A' este egală în valoare absolută cu cuplul M_{r2}. Viteza trenului este astfel limitată la aceea corespunzătoare vitezei unghiulare n_A'.

Din fig. 3-51, în care, în afară de caracteristica mecanică artificială 1 corespunzătoare unei rezistențe exterioare R_{21} înserată în circuitul rotorului, mai sînt trasate încă: caracteristica mecanică naturală și o caracteristică mecanică artificială 2 corespunzătoare unei rezistențe exterioare $R_{22} > R_{21}$, rezultă că viteza limită de scoborîre a pantei, atunci cînd înclinarea acesteia rămîne aceeași, deci atunci cînd cuplul M_{r2} este constant, este cu atît mai mică cu cît rezistența exterioară înserată în circuitul rotorului este mai mică.

c) Regimul de frînare dinamică

Dacă se deconectează motorul asincron de la rețea, se alimentează cu curent continuu două faze ale statorului și se învîrte rotorul motorului, atunci mașina lucrează ca generator sincron.

Statorul mașinii, alimentat cu curent continuu, joacă rolul, în acest caz, de inductor al generatorului, producînd un flux magnetic de mărime și direcție constantă. Rotorul mașinii, prevăzut cu o înfășurare polifazată, de obicei trifazată, ca orice rotor al unui motor asincron, învîrtindu-se în cîmpul magnetic constant produs de inductor, joacă rolul de indus al generatorului, în înfășurările căruia iau naștere curenți polifazați, aceste înfășurări fiind închise asupra lor însile sau pe niște rezistențe exterioare. Frecvența curenților în indusul generatorului depinde de viteza cu care este învîrtit rotorul.

Curentul continuu pentru alimentarea statorului se ia, ca în fig. 3-52, de la o rețea de curent continuu sau, ca în fig. 3-53, chiar de la rețeaua de curent alternativ, redresînd curentul alternativ cu ajutorul unor redresori uscați.

Scanned with OKEN Scanner

Alimentarea cu curent continuu a statorului se face, obișnuit, după una din cele trei scheme, *a*, *b* și *c* arătate în fig. 3-54.

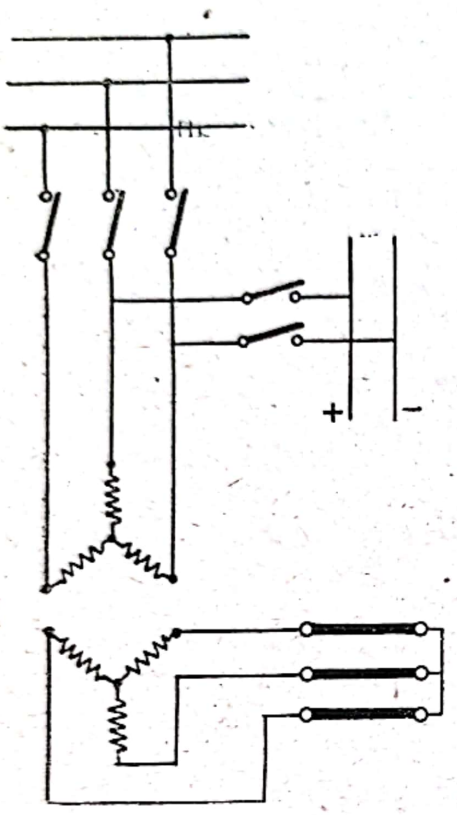


Fig. 3-52. Regim de frînare dinamică

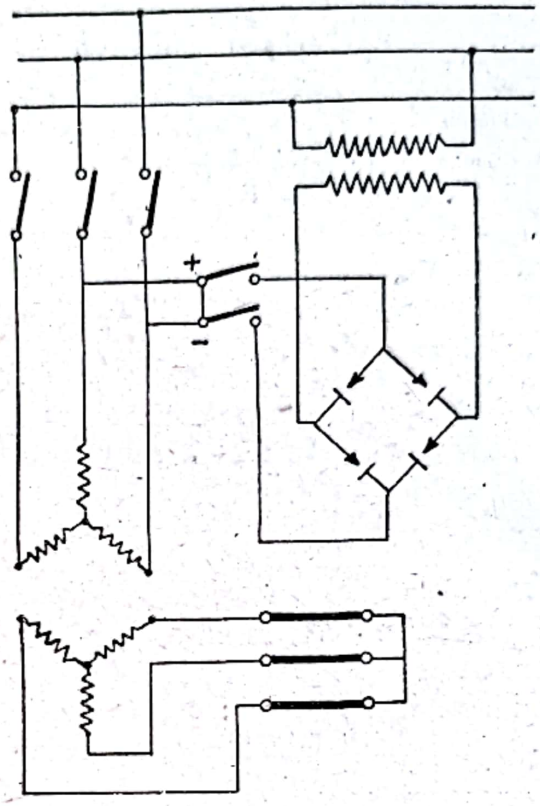


Fig. 3-53. Regim de frînare dinamică

Funcționarea în regim de frînare dinamică a motorului asincron poate fi folosită la acționarea unui tren electric, atunci cînd trenul scoboară o pantă, la acționarea unei instalații de ridicat, în timpul scoborîrii greutăților, și la oprirea rapidă a diferitelor dispozitive de acționare.

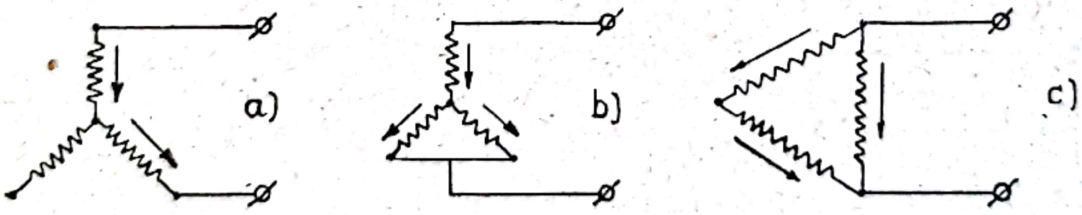


Fig. 3-54. Scheme de alimentare cu c. c. a statorului

3-26. Ecuația exactă a caracteristicii mecanice a unui motor asincron și a alunecării critice corespunzătoare unei caracteristici mecanice

La stabilirea formulelor (3-51) și (3-54):

$$s_k = \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_2'} \qquad (3\text{-}51)$$

și

$$M = \frac{2 M_k}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}} \tag{3-54}$$

am neglijat din schema echivalentă a motorului asincron, reprezentată în fig. 3-30 *d*, schemă pe baza căreia am dedus aceste formule, rezistența r_1 a unei faze a statorului față de rezistența $\frac{r_2'}{s}$, ceea ce nu influențează prea mult precizia cerută în calculele practice, mai ales cînd este vorba de porțiuni ale caracteristicii, pentru care alunecarea s este mică.

Dacă se ține însă seama de această rezistență, atunci, în urma unui raționament analog aceluia pe care l-am făcut la stabilirea formulelor de mai sus, se ajunge, plecînd de la aceeași schemă echivalentă, la următoarele formule pentru alunecarea s_k și pentru cuplul motor M:

$$s_k = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_2'^2 + (x_1 + x_2')^2}} \tag{3-87}$$

și

$$M = \frac{M_k (2 + a s_k)}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k} + a s_k} \tag{3-88}$$

In formula (3-88), care reprezintă ecuația caracteristicii mecanice, cuplul maximum M_k și coeficientul a au următoarele valori:

$$M_k = \frac{60 m_1 U_1^2}{2 \pi n_1 \cdot 9{,}81} \cdot \frac{1}{2\left[r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}\right]} \tag{3-89}$$

și

$$a = \frac{2 r_1}{r_2'} \tag{3-90}$$

Din formula care ne dă alunecarea critică, rezultă că valoarea absolută a acestei alunecări este aceeași, fie că este vorba de regimul de funcționare ca motor, fie că este vorba de regimul de funcționare ca generator a motorului asincron.

Cuplul maximum însă, așa după cum reiese din formula (3-89), nu mai are aceeași valoare absolută în cele două regimuri de funcționare. Valoarea absolută a cuplului maximum, pentru o caracteristică mecanică dată, este mai mare în cazul funcționării mașinii în regim de generator.

La motoarele cu rotorul în scurtcircuit, fiind cunoscute, din fișa lor, cuplul nominal M_n, cuplul maxim M_k, cuplul de pornire M_p și alunecarea nominală s_n se scriu relațiile:

$$M_n = \frac{M_k (2 + a s_k)}{\frac{s_n}{s_k} + \frac{s_k}{s_n} + a s_k}$$

și

$$M_p = \frac{M_k (2 + a s_k)}{\frac{1}{s_k} + \frac{s_k}{1} + a s_k}$$

a căror rezolvare ne dă alunecarea critică s_k și coeficientul a. Odată cunoscute aceste mărimi, ecuația (3-88) ne permite trasarea prin puncte a caracteristicii mecanice.

La motoarele cu inele și reostat de pornire, valoarea cuplului de pornire M_p nu mai este dată în fișa motorului. Pentru a putea determina cuplul maxim și coeficientul de care avem nevoie pentru a scrie ecuația (3-88) a caracteristicii lor mecanice, se află valorile rezistențelor r_1 și r'_2, valori ce pot fi determinate cu ajutorul datelor cuprinse în fișa motorului. Se determină valoarea coeficientului a

$$a = \frac{2r_1}{r'_2},$$

și se introduce această valoare în relația

$$M_n = \frac{M_k(2 + a s_k)}{\frac{s_n}{s_k} + \frac{s_k}{s_n} + a s_k},$$

din care se scoate cuplul maximum M_k.

E. MOTORUL SINCRON

3-27. Caracteristica mecanică unghiulară a motorului

Viteza de rotație a unui motor sincron, dată de relația

$$n = \frac{60 f}{p},$$

în care f este frecvența tensiunii de alimentare a indusului și p numărul perechilor de poli ai inductorului, ai coroanei polare cum se spune, rămîne tot timpul constantă, oricare ar fi sarcina motorului, cu condiția ca frecvența tensiunii de alimentare să fie, așa cum trebuie să fie, invariabilă.

In consecință, caracteristica mecanică a motorului sincron

$$n = f(M) = ct$$

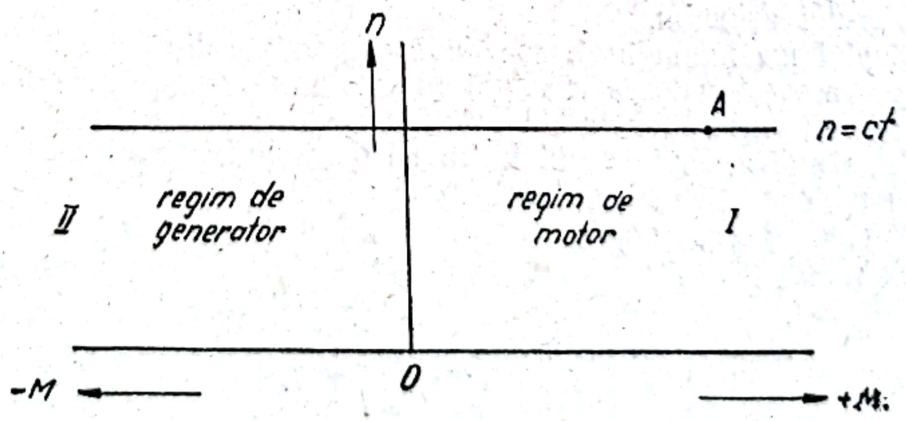


Fig. 3-55. Caracteristica mecanică a motorului sincron

este o dreaptă paralelă cu axa absciselor (fig. 3-55), fiind astfel o caracteristică rigidă.

Porțiunea din această caracteristică cuprinsă în primul cadran al axelor de coordonate corespunde funcționării mașinii în regim de motor, în această porțiune atît viteza cît și cuplul fiind pozitive.

Porțiunea cuprinsă în al doilea cadran al axelor de coordonate, în care viteza n este pozitivă, iar cuplul M al mașinii negativ, corespunde funcționării mașinii sincrone în regim de generator.

Cum, însă, motorul sincron iese din sincronism, se desprinde cum se spune, și se oprește de îndată ce sarcina motorului depășește o anumită limită, așa după cum s-a arătat la studiul motoarelor sincrone, caracteristica mecanică a motorului nu se întinde indefinit în cadranul I, ci este mărginită la un punct A corespunzător limitei cuplului, limită la care are loc fenomenul desprinderii motorului.

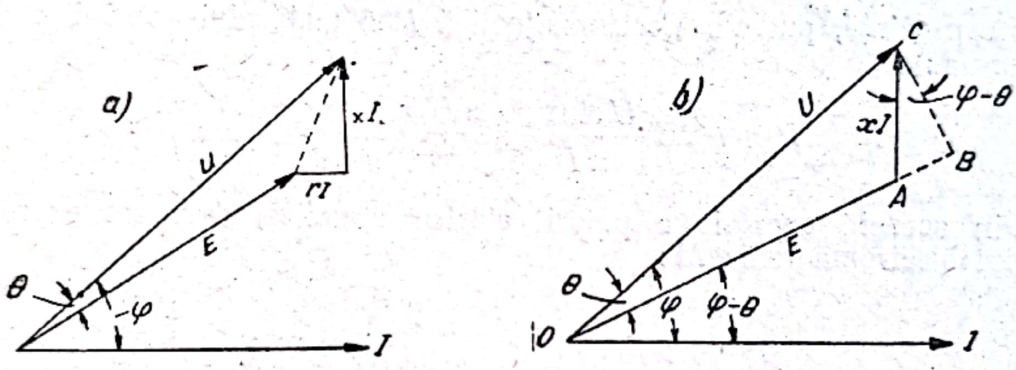


Fig. 3-56. Diagrama vectorială simplificată a unui motor sincron

În legătură cu acest fenomen de desprindere, este de o deosebită importanță caracteristica mecanică cunoscută sub numele de caracteristică mecanică unghiulară a motorului.

Pentru a stabili ecuația acestei caracteristici, ne folosim de diagrama vectorială simplificată a unui motor sincron cu poli înecați, diagramă reprezentată în fig. 3-56 *a* și *b*.

Neglijînd pierderile în cuprul statorului, puterea electromagnetică P a motorului este egală cu puterea absorbită de motor de la rețea; deci:

$$P = m\,UI\cos\varphi\,,$$

U și I fiind tensiunea și curentul pe o fază a motorului, φ defazajul dintre curent și tensiune, iar m numărul de faze ale motorului.

Rezistența r a unei faze a indusului este foarte mică în comparație cu reactanța sincronă x, reactanță datorită atît fluxului de reacție cît și fluxului de scăpări. În consecință, căderea ohmică de tensiune este neglijabilă față de căderea inductivă de tensiune xI. Fig. 3-56 *b* reprezintă diagrama vectorială a motorului sincron cu poli înecați, în cazul cînd se neglijează căderea ohmică de tensiune rI.

Ținînd seama că vectorul care reprezintă căderea de tensiune inductivă xI este perpendicular pe direcția vectorului care reprezintă curentul I, diagrama din fig. 3-56 *b*, ne dă:

$$U\cos\varphi = E\cos(\varphi - \theta)\,. \qquad (3\text{-}91)$$

Dar, din triunghiul ABC, în care unghiul din C este egal cu unghiul $\varphi - \theta$, aceste două unghiuri avînd laturile lor respectiv perpendiculare, rezultă:

$$\cos(\varphi - \theta) = \frac{BC}{AC} = \frac{U \sin \theta}{xI}$$

Cu această valoare a cosinusului unghiului $\varphi - \theta$, relația (3-91) devine:

$$U \cos \varphi = E \frac{U \sin \theta}{xI}$$

și, în consecință, puterea electromagnetică P a motorului poate fi scrisă sub forma:

$$P = mIE \frac{U \sin \theta}{xI} = \frac{mUE}{x} \sin \theta . \qquad (3\text{-}92)$$

Din această expresie a puterii electromagnetice, deducem expresia cuplului electromagnetic M:

$$M = \frac{60P}{2\pi n \cdot 9{,}81} = \frac{60mUE}{2\pi n \cdot 9{,}81x} \sin \theta . \qquad (3\text{-}93)$$

Relația astfel obținută, care ne dă legătura dintre cuplul M al motorului și decalajul θ dintre forța electromotoare E și tensiunea U, este ecuația căutată a caracteristicii mecanice unghiulare a motorului sincron.

Dacă excitația mașinii, deci forța sa electromotoare E rămîne constantă, cum tensiunea U este constantă, cuplul M al mașinii depinde numai de decalajul θ dintre forța electromotoare și tensiune.

Pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$ se obține cuplul electromagnetic maximum M_k al motorului sincron.

$$M_k = \frac{60mUE}{2\pi n \cdot 9{,}81x} \qquad (3\text{-}94)$$

Ținînd seama de această expresie a cuplului maximum, ecuația (3-93) a caracteristicii mecanice unghiulare a motorului sincron se poate pune sub forma simplă:

$$M = M_k \sin \theta \qquad (3\text{-}95)$$

In planul axelor de coordonate $\theta - M$, caracteristica unghiulară este, prin urmare, o sinusoidă care trece prin originea O a axelor (fig. 3-57).

Porțiunea din această sinusoidă cuprinsă în cadranul I, în care cuplul M este pozitiv, corespunde funcționării mașinii în regim de motor; iar porțiunea cuprinsă în cadranul III, în care cuplul M este negativ, corespunde funcționării mașinii în regim de generator.

Dispoziția porțiunilor pe care mașina sincronă lucrează în regim de motor și în regim de generator este, în fig. 3-57, inversă aceleia din

Scanned with OKEN Scanner

fig. 3-36, vol. II. Acest lucru se explică prin faptul că în relația $P = m\,UI\cos\varphi$, pe baza căreia a fost stabilită ecuația (3-95) a caracteristicii unghiulare reprezentate în fig. 3-57, tensiunea U este tensiunea rețelei, tensiune aplicată mașinii sincrone, în timp ce caracteristica reprezentată în fig. 3.36, vol. II, a fost stabilită pornind de la tensiunea produsă de mașină.

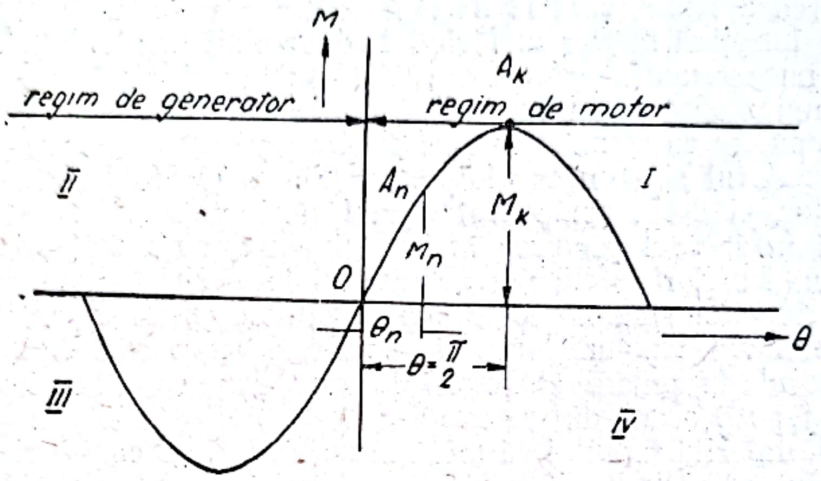


Fig. 3-57. Caracteristica mecanică unghiulară

Motorul lucrează stabil pe porțiuneo OA_k a caracteristicii sale unghiulare. De îndată ce sarcina motorului depășește cuplul său maximum M_k, cu alte cuvinte, de îndată ce punctul de funcționare se găsește în dreapta punctului A_k pe porțiunea descendentă a caracteristicii mecanice unghiulare, motorul se desprinde, se oprește și trebuie pornit din nou.

În fig. 3-57, este notat, pe porțiunea stabilă a caracteristicii unghiulare, punctul A_n corespunzător funcționării nominale a motorului. Obișnuit decalajul θ, corespunzător funcționării nominale a motorului este cuprins între 20° și 30°. În felul acesta rămîne un interval suficient pînă la limita de stabilitate a motorului, astfel încît în cazul unei creșteri brusce a sarcinii acestuia, motorul să funcționeze încă pe porțiunea stabilă a caracteristicii sale unghiulare, evitîndu-se desprinderea motorului, care este foarte neplăcută.

Decalajul θ_n fiind de $20^\circ \div 30^\circ$, $\sin\theta_n$ este cuprins între $0{,}35 \div 0{,}5$, ceea ce înseamnă că capacitatea de sarcină, de supraîncărcare, λ a motorului sincron este:

$$\lambda = \frac{M_k}{M_n} = \frac{\sin\frac{\pi}{2}}{\sin\theta_n} = \frac{1}{0{,}35 \div 0{,}5} \cong 2 \div 3.$$

Cu toată această mare capacitate de supraîncărcare, motoarele care acționează mecanisme ce provoacă șocuri de sarcină sînt prevăzute cu dispozitive automate de variație a excitației. Cînd, ca urmare a șocurilor de sarcină, cuplul de sarcină M_s depășește o anumită valoare, apropiată în valoare absolută de cuplul maximum al motorului, excitația acestuia este automat mărită, mărindu-se astfel cuplul maximum al motorului prin creșterea forței sale electromotoare E.

3-28. Pornirea motoarelor sincrone

După cum s-a arătat la teoria mașinilor sincrone, motorul sincron în repaos, supus tensiunii rețelei și avînd rotorul excitat, nu dezvoltă nici un cuplu electromagnetic. Motorul nu poate porni, deci, de la sine.

Pentru ca motorul sincron să fie pus în funcțiune, trebuie ca rotorul să fie adus, într-un mod oarecare, pînă la viteza sa de sincronism, sau în apropierea acesteia, cînd ia naștere în motor un cuplu electromagnetic capabil să întrețină mișcarea, făcînd față sarcinii cerute.

Pînă nu de multă vreme, pornirea motorului sincron se făcea cu ajutorul unui motor auxiliar care, se înțelege, trebuia să fie aproximativ de aceeași putere ca și motorul sincron dacă pornirea se făcea în sarcină. De aceea motorul sincron era foarte rar folosit și era folosit, în general, nu ca motor, ci drept compensator de fază.

Astăzi însă, cînd pornirea motorului sincron nu mai este legată de existența unui motor auxiliar de pornire, motorul sincron, datorită calității sale de a funcționa cu un factor de putere mare, ba chiar de a decala curentul înaintea tensiunii, atunci cînd este supraexcitat, îmbunătățind astfel factorul de putere al rețelei la care este conectat, începe să fie întrebuințat pe o scară din ce în ce mai largă.

Totuși, datorită faptului că motorul sincron are o caracteristică rigidă, utilizarea lui este limitată, obișnuit, la domeniul acționărilor nereglabile. Fac parte din această categorie de acționări: pompele cu piston, compresoarele, frigoriferele, concasoarele de piatră, laminoarele nereglabile cu acțiune continuă etc.

Metoda de pornire cea mai des utilizată astăzi a motorului sincron este, așa cum s-a arătat în vol. II al acestei lucrări, pornirea în asincron. Pentru aceasta se folosește o înfășurare auxiliară numită înfășurare de pornire. Aceasta este alcătuită din bare de cupru introduse în niște crestături special amenajate în piesele polare ale rotorului. În părțile frontale ale acestuia, barele sînt legate între ele prin intermediul unor jumătăți de inele, făcute tot din cupru, sau a unor inele întregi. Înfășurarea auxiliară de pornire, astfel alcătuită, formează un fel de colivie asemănătoare aceleia a unui motor asincron în scurtcircuit.

La pornire, înfășurarea de excitație a motorului sincron se deconectează de la rețea legîndu-se pe o rezistență exterioară a cărei valoare este de circa zece ori mai mare decît valoarea rezistenței înfășurării de excitație a motorului. Aplicîndu-se, după deconectarea de la rețeaua de curent continuu a înfășurării de excitație și legarea acesteia pe o rezistență exterioară, o tensiune polifazată statorului, motorul se comportă ca orice motor asincron în scurtcircuit.

Înfășurarea de excitație nu poate fi lăsată deschisă în timpul pornirii, deoarece în momentul pornirii, cînd alunecarea $s = 1$, deci cînd viteza cu care cîmpul învîrtitor taie spirele acestei înfășurări este aceea corespunzătoare vitezei de sincronism, forța electromotoare indusă în aceste spire, al cărui număr este mare, ar atinge valori periculoase atît pentru izolația mașinii cît și pentru personalul care o deservește.

Cînd, în cursul pornirii, viteza motorului ajunge la valori apropiate de viteza de sincronism, se alimentează cu curent continuu circuitul de excitație al motorului și rotorul, după cîteva oscilații, intră în sincronism: procesul de pornire este terminat și motorul funcționează mai departe ca motor sincron.

Scanned with OKEN Scanner

In timpul funcționării ca motor sincron, înfășurarea de pornire servește la amortizarea oscilațiilor produse de diverse cauze, din care motiv această înfășurare mai poartă și numele de înfășurare de amortizare.

Pentru ca rotorul, în momentul alimentării excitației sale cu curent continuu, să nu aibă oscilații, ar trebui ca alimentarea înfășurării sale de excitație să se facă în momentul în care viteza rotorului este egală cu viteza de sincronism, cînd cuplul dezvoltat de motor are o valoare medie constantă. Acest lucru este însă imposibil, deoarece motorul funcționînd în asincron, în timpul procesului de pornire, nu poate atinge viteza de sincronism. De aceea oscilațiile rotorului, în momentul legării circuitului de excitație la rețeaua de curent continuu, sînt inevitabile.

Mărimea acestor oscilații depinde de mai mulți factori: de viteza pe care o are motorul în momentul alimentării circuitului de excitație cu curent continuu, de mărimea cuplului dezvoltat de motor în acest moment, de momentul de volant sau de giratie al sistemului motor-mecanism executor. Cu cît cuplul dezvoltat de motorul asincron în momentul conectării la rețeaua de curent continuu, cuplu care poartă numele de cuplu de intrare, este mai mare, cu atît mai repede se face intrarea în sincronism a motorului, cu atît mai mici sînt oscilațiile sale. De asemenea aceste oscilații sînt cu atît mai mici cu cît momentul de volant al sistemului este mai mic. În ceea ce privește viteza motorului se înțelege, de la sine, că oscilațiile scad pe măsură ce crește această viteză apropiindu-se de viteza de sincronism.

Trebuie de observat că intrarea în sincronism nu este posibilă decît dacă viteza motorului, în momentul conectării la rețeaua de curent continuu a circuitului de excitație, are o anumită valoare. Alimentînd circuitul de excitație cu curent continuu, atunci cînd viteza este sub această limită, motorul nu intră în sincronism.

Practica exploatării motoarelor sincrone a arătat că intrarea în sincronism se obține numai dacă circuitul de excitație e alimentat cu curent continuu, atunci cînd viteza motorului are cel puțin 95% din viteza de sincronism. Cu alte cuvinte, alunecarea maximă, la care mai este posibilă încă intrarea în sincronism a motorului, nu trebuie să depășească valoarea de 0,05.

3-29. Caracteristicile de pornire ale motorului sincron

Caracteristicile de pornire ale motorului sincron sînt aceleași ca și caracteristicile motorului asincron, pornirea motorului sincron făcîndu-se în asincron.

In fig. 3-58 sînt date două caracteristici de pornire, în planurile axelor de coordonate $M - n$ și $s - M$, corespunzînd celor două cazuri principale și anume: caracteristica 1 corespunzătoare cazului cînd rezistența înfășurării de pornire este mare, astfel încît cuplul de pornire M_p este egal cu cuplul maximum M_k al motorului și caracteristica 2 corespunzătoare cazului cînd rezistența de pornire este mică, astfel încît cuplul de pornire M_p este mult mai mic decît cuplul maximum M_k.

În primul caz, „cuplul de intrare" M_{i1} definit drept cuplul dezvoltat de motorul lucrînd în asincron, în decursul procesului de pornire, la o viteză de 95% din viteza sa de sincronism, sau la o alunecare egală cu

0,05, este mai mic decît cuplul de intrare M_{i2} corespunzător celui de-al doilea caz.

Alegerea caracteristicii de pornire depinde de sarcina sub care trebuie să pornească motorul. Dacă cuplul rezistent M_r, redus la arborele motorului, al mecanismului acționat este mai mare în valoare absolută decît cuplul de intrare M_{i1} corespunzător primului caz, nu ne putem alege drept caracteristică de pornire caracteristica 1. Ne putem alege, în acest

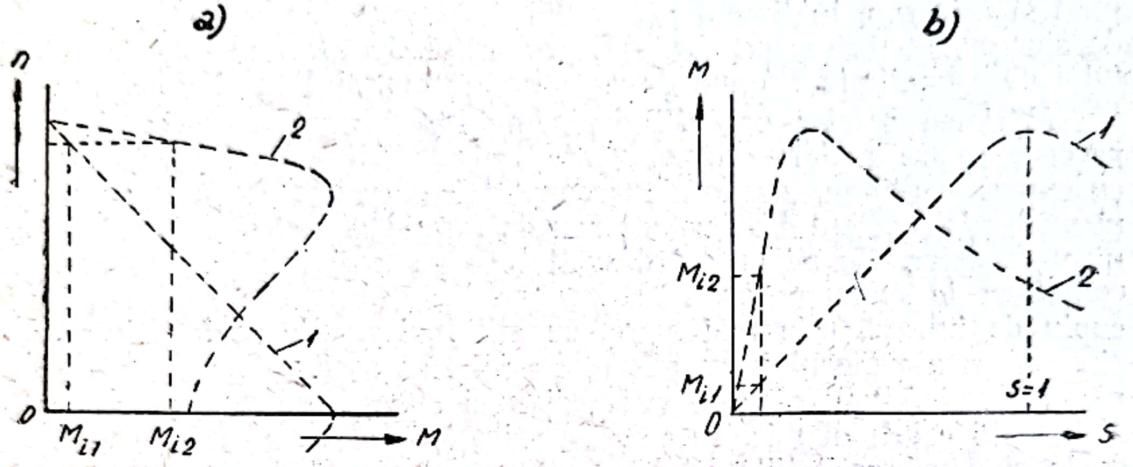


Fig. 3-58. Caracteristicile de pornire ale motorului sincron

caz, orice caracteristică, cuprinsă între curba 1 și curba 2, pentru care cuplul de intrare este egal sau mai mare decît valoarea absolută a cuplului M_r datorit mecanismului acționat, cu condiția, bine înțeles ca, la pornire, motorul să dezvolte un cuplu ceva mai mare decît cuplul $|M_r|$. Obișnuit cuplul de sarcină M_r fiind cunoscut, deci fiind cunoscut cuplul de intrare $M_i \geqslant |M_r|$, determinarea caracteristicii de pornire este simplă, întrucît sînt cunoscute două puncte de pe porțiunea stabilă a acesteî caracteristici: punctul de coordonate ($s = 0$, $M = 0$) și punctul de coordonate ($s = 0{,}05$, $M = M_i$).

3-30. Schemele de pornire ale motoarelor sincrone

Pentru pornirea motoarelor sincrone, pornire care se face în asincron, se folosesc următoarele scheme de pornire: *a*) pornirea prin legarea directă la rețea a motorului sincron, *b*) pornirea cu ajutorul unei bobine de reactanță și *c*) pornirea cu ajutorul unui autotransformator.

a) Pornirea prin legarea directă la rețea a motorului

In fig. 3-59 este dată schema pentru pornirea prin legarea directă la rețea a motorului sincron: în *a* fiind reprezentate toate conductoarele rețelei la care se leagă motorul și toate conductoarele de legătură dintre rețea și stator, iar în *b*, un singur conductor al rețelei și numai legătura dintre acest conductor și una din bornele statorului. Schema din fig. 3-59 *b* este, ceea ce se cheamă, *schema monofilară de legături* a motorului sincron. Pentru pornirea cu ajutorul unei bobine de reactanță și pentru pornirea cu ajutorul unui autotransformator vom folosi numai schema monofilară.

În momentul închiderii întrerupătorului In, se stabilește într-o fază a motorului un curent I_p curentul de pornire, dat de relația

$$I_p = \frac{U}{x},$$

U fiind tensiunea pe fază a rețelei de alimentare, iar x reactanța unei faze a motorului. Prin urmare curentul de pornire I_p, egal — după cum se vede din expresia de mai sus — cu curentul de scurtcircuit, are o valoare importantă. De aici urmează dezavantajele acestei metode: o cădere mare de tensiune în rețeaua la care este legat motorul, cădere care poate provoca deranjamente în exploatarea celorlalte receptoare legate la

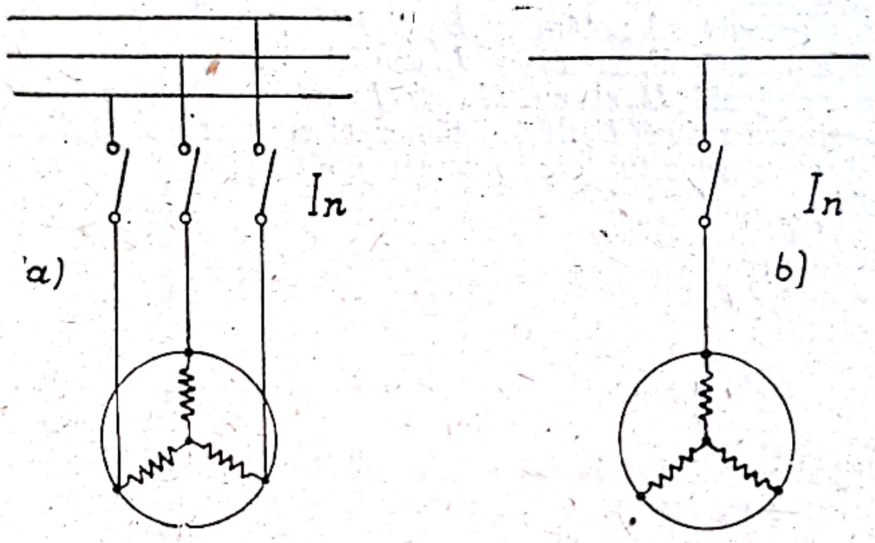


Fig. 3-59. Schema pornirii directe a motorului sincron *a)* schema completă; *b)* schema monofilară

rețea, și importante eforturi electrodinamice în înfășurarea statorului, eforturi care pot duce la deteriorarea părților frontale ale înfășurării, în cazul cînd consolidarea acestora este insuficientă. În afară de aceasta, cuplul de pornire prea mare aplicat arborelui motor aflat în repaos poate provoca defectarea unor anumite tipuri de transmisie dintre arborele motorului și mecanismul executor. Astfel este, de exemplu, cazul transmisiilor prin roți dințate.

Metoda deși extrem de simplă, lipsită de o aparatură complicată de pornire, se folosește numai cu asentimentul fabricii care a construit motorul și, obișnuit, numai pentru motoare cu viteză unghiulară mică, la care reactanța de scurtcircuit este mai mare decît la motoarele cu viteză unghiulară mare, la care, deci, curentul de pornire este mai mic.

b) Pornirea cu ajutorul unei bobine de reactanță

In fig. 3-60 este reprezentată schema monofilară de pornire a unui motor sincron cu ajutorul unei bobine de reactanță. În această schemă In_1 reprezintă întrerupătorul cu ajutorul căruia putem conecta sau deconecta motorul dela rețea, X_r reprezintă reactanța bobinei, iar In_2 reprezintă un întrerupător pentru șuntarea acestei bobine.

La pornire se închide întreruptătorul In_1, așa cum se vede în schemă, avînd însă grija ca întrerupătorul In_2 să fie deschis. În felul acesta, în momentul pornirii motorului, bobina de reactanță este legată în serie cu statorul. În consecință, curentul de pornire I_p va fi cu mult mai mic, ținînd seama de reactanța mare a bobinei, decît dacă pornirea s-ar face direct fără ajutorul acesteia. Rezultă că tensiunea U_p aplicată unei faze a statorului, în momentul pornirii, este mai mică decît tensiunea U pe o fază a rețelei.

Ne propunem să determinăm reactanța X_r a bobinei care servește la pornirea motorului, astfel încît cuplul de pornire să aibă o anumită valoare M_p, capabilă să învingă momentul de sarcină și să pună sistemul în mișcare.

Pentru aceasta să notăm cu U_n și I_n tensiunea și curentul nominal pe o fază a motorului, cu M_k și I_k cuplul și curentul de pornire pentru tensiunea nominală U_n și cu M_p și I_p cuplul și curentul de pornire pentru tensiunea redusă U_p. Să notăm apoi cu k_i raportul dintre curentul I_k și I_n și cu α raportul dintre tensiunile U_p și U_n. Cu aceste notații avem, evident,

$$M_p = M_k \left(\frac{U_p}{U_n}\right)^2 = \alpha^2 M_k \tag{3-96}$$

și

$$I_p = \alpha I_k \tag{3-97}$$

Neglijînd rezistența ohmică a înfășurării statorului și pe aceea a înfășurării de pornire, reactanța X_m a motorului se poate scrie:

$$X_m = \frac{U_n}{I_k} \tag{3-98}$$

sau în unități relative:

$$x_m = \left(\frac{U_n}{I_k} \cdot \frac{U_n}{I_n}\right) \cdot 100\,\% = \frac{I_n}{I_k}\,100\,\% = \frac{100}{k_i}\,\%. \tag{3-99}$$

Reactanța totală X a bobinei și a motorului, $X = X_r + X_m$, este dată de relația

$$X = \frac{U_n}{I_p} = \frac{U_n}{\alpha I_k}, \tag{3-100}$$

sau în unități relative:

$$x = \left(\frac{U_n}{\alpha I_k} : \frac{U_n}{I_n}\right) 100\,\% = \frac{I_n}{\alpha I_k}\,100\,\% = \frac{1}{\alpha k_i}\,100\,\%. \tag{3-101}$$

De aici se obține ușor reactanța necesară, în unități relative, a bobinei de reactanță:

$$x_r = x - x_m = \frac{100}{\alpha k_i} - \frac{100}{k_i} = \frac{1-\alpha}{\alpha k_i}\,100\,\% \tag{3-102}$$

Pornirea după această metodă nu produce, după cum s-a văzut mai sus, neajunsuri în rețea. Pe măsură ce viteza unghiulară a mașinii crește, scade tensiunea la bornele bobinei de reactanță și crește tensiunea aplicată pe o fază a motorului. Cînd viteza mașinii ajunge la 95% din viteza de sincronism, se închide întrerupătorul In_2: mașina intră în sincronism și lucrează mai departe ca motor sincron cu tensiunea U_n.

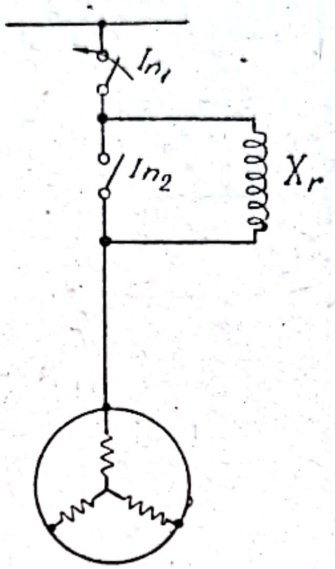


Fig. 3-60. Pornirea cu ajutorul unei bobine de reactanță

Este de observat însă că metoda aceasta este potrivită atunci cînd cuplul de pornire este relativ mic. Într-adevăr micșorînd de α ori tensiunea pe o fază a mașinii, deci micșorînd de α ori curentul de pornire, micșorăm de α^2 ori cuplul dezvoltat de motor în momentul pornirii sale.

c) Pornirea cu ajutorul unui autotransformator

Schema monofilară de pornire a motorului sincron cu ajutorul unui autotransformator este reprezentată în fig. 3-61. În această schemă bobina de reactanță este înlocuită printr-un autotransformator AT cu mai multe prize. La pornire, se închid întrerupătoarele In_1 și In_3, acesta din urmă făcînd legătura cu punctul neutru al transformatorului, avînd însă grija ca întreruptorul In_2 să fie deschis. Tensiunea U_p pe o fază a motorului, tensiune egală cu tensiunea pe fază a transformatorului înmulțită cu raportul $\frac{1}{\alpha}$ dintre numărul de spire cuprinse între priza B și punctul neutru C și numărul total de spire ale transformatorului, este dată de relația:

$$\frac{U_p}{U} = \alpha \ ,$$

astfel încît curentul de pornire este dat ca și în cazul pornirii cu ajutorul unei bobine de reactanță de relația

$$I_p = \alpha I_k$$

Dar, de data aceasta, curentul absorbit de la rețea este dat de relația, cunoscută de la studiul autotransformatoarelor :

$$\frac{I}{I_p} = \frac{U_p}{U} = \alpha ,$$

astfel încît

$$I = \alpha I_p = \alpha^2 I_k . \qquad (3\text{-}103)$$

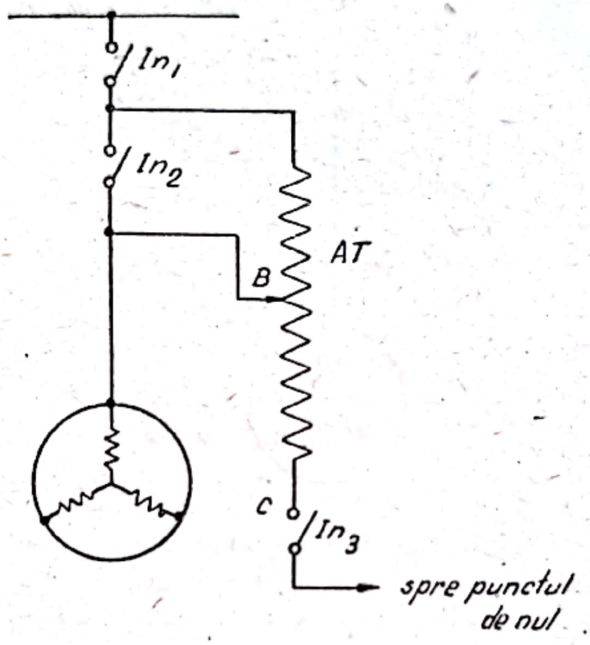


Fig. 3-61. Pornirea motorului sincron cu ajutorul autotransformatorului

Cu alte cuvinte, folosind metoda de pornire cu ajutorul autotransformatorului, curentul absorbit de motor de la rețea este, pentru o aceeași valoare a coeficientului X, deci pentru o aceeași valoare a cuplului de pornire

$$M_p = \alpha^2 M_k ,$$

mai mic decît în cazul pornirii cu ajutorul bobinei de reactanță.

Cînd viteza unghiulară a ajuns la minimum 95% din viteza de sincronism, se închide și întrerupătorul In_2, după ce s-a deschis însă, pentru evitarea unui scurtcircuit, întrerupătorul In_3 : mașina intră în sincronism, după cîteva oscilații ale rotorului, și lucrează mai departe ca motor sincron cu tensiunea rețelei U.

Exemplul 3-13. Se dă un motor sincron pentru care $M_k = 1{,}5\ M_n$ și $I_k = 5\ I_n$ și se cere să se determine: a) rectanța bobinei ce servește la pornirea motorului, în unități relative; b) tensiunea U_p aplicată, în momentul pornirii, unei faze a statorului și c) curentul de pornire I_p, știind că cuplul de pornire $M_p = 0{,}5\ M_n$.

Soluție : a) Se determină coeficientul k_i, raportul dintre curenții I_k și I_n :

$$k_i = \frac{I_k}{I_n} = \frac{5\ I_n}{I_n} = 5$$

și coeficientul α, dat de relația (3-96) :

$$\alpha = \sqrt{\frac{M_p}{M_k}} = \sqrt{\frac{0{,}5\, M_n}{1{,}5\, M_n}} = 0{,}333$$

Odată cunoscuți acești coeficienți se determină reactanța totală a sistemului format de bobina de reactanță și statorul motorului, în valori relative, servindu-ne de formulele (3-101) și (3-99) :

$$x = \frac{100}{\alpha\, k_i}\,\% = \frac{100}{0{,}333 \cdot 5} = 60\%$$

și

$$x_m = \frac{100}{k_i}\,\% = \frac{100}{5} = 20\,\% \,.$$

Rezultă, din diferența celor două reactanțe, reactanța bobinei care servește la pornirea motorului :

$$x_r = 60\% - 20\,\% = 40\%$$

b) Tensiunea U_p la bornele motorului, în momentul pornirii, se calculează cu ajutorul relației

$$\frac{U_p}{U} = \alpha \,,$$

de unde

$$U_p = \alpha\, U = 0{,}333 \cdot U$$

c) Curentul de pornire I_p este dat de relația

$$I_p = \alpha\, I_k = \alpha \cdot k_i \cdot I_n \,,$$

de unde

$$I_p = 0{,}333 \cdot 5\; I_n = 1{,}667\; I_n \,.$$

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL IV

GRUPURI MOTOARE SPECIALE

A. GRUPUL WARD-LEONARD

4-1. Caracteristicile grupului Ward-Leonard

Grupul Ward-Leonard este un grup generator-motor foarte frecvent întîlnit în diverse ramuri ale industriei. În fig. 4-1 este dată schema de montaj a unui astfel de grup. După cum se vede din schemă, generatorul de curent continuu G alimentează direct, fără nici un reostat de pornire

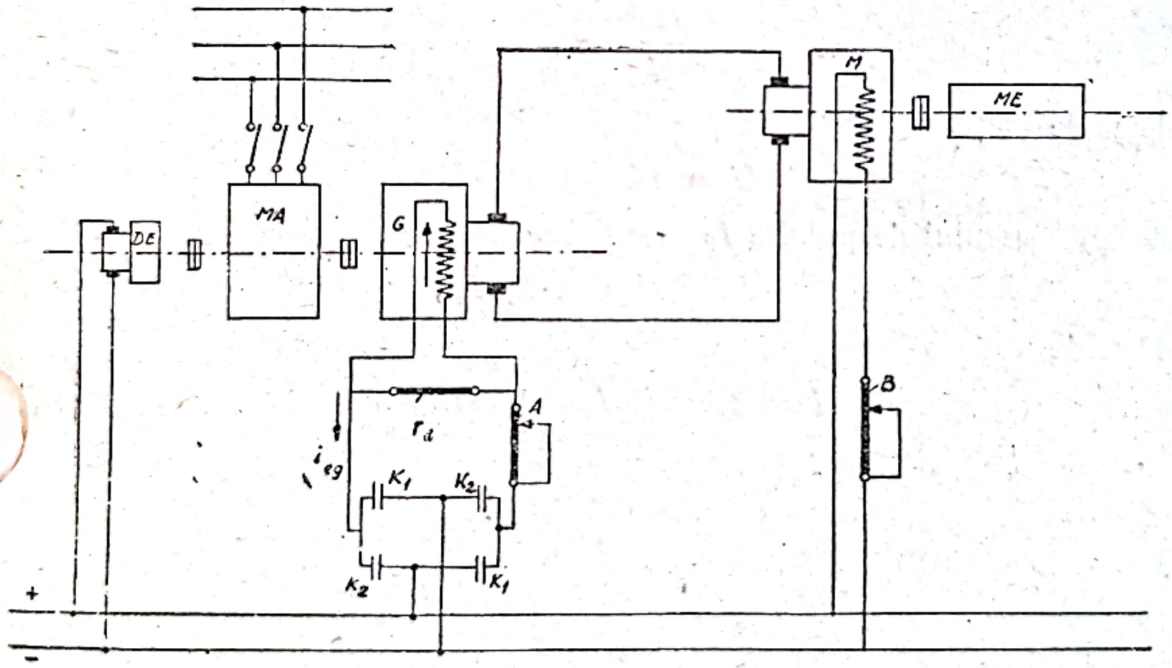


Fig. 4-1. Grupul Ward-Leonard

sau reglare, indusul motorului M care acționează mecanismul executor M.E. Înfășurările de excitație ale generatorului și motorului sînt alimentate de la o excitatoare separată D.E. Atît generatorul cît și excitatoarea au o viteză de rotație constantă, fiind alimentate de un motor sincron sau asincron MA. Reostatul A de excitație al generatorului servește la reglarea tensiunii produse de generator la bornele sale. Contactele $K_1 - K_1$ și

$K_2 - K_2$ servesc la inversarea polarității generatorului, deci la inversarea sensului tensiunii produse de generator la bornele sale. Cînd sensul tensiunii la bornele generatorului se schimbă, deci se schimbă sensul tensiunii aplicate la bornele motorului, acesta își inversează sensul său de rotație. Astfel, dacă sînt închise contactele $K_1 - K_1$, curentul de excitație i_{eg} al generatorului are sensul săgeții din schemă și motorul se învîrte într-un anumit sens, „înainte"; iar, dacă sînt închise contactele $K_2 - K_2$, sensul curentului i_{eg} se inversează și motorul se învîrte în sens opus, „înapoi". Reostatul B de excitație al motorului mărește sau micșorează fluxul magnetic al acestuia.

Modificarea caracteristicii mecanice $n = f(M)$ a motorului de acționare se poate obține în două feluri: a) se menține neschimbat fluxul Φ al motorului, obișnuit la valoarea sa maximă, păstrînd neschimbată poziția reostatului de excitație B, și se modifică tensiunea aplicată la bornele motorului, cu alte cuvinte, se modifică tensiunea generatorului și b) se menține constantă tensiunea generatorului și se micșorează fluxul magnetic al motorului, cu alte cuvinte, se mărește rezistența reostatului de excitație B.

a) Fluxul magnetic Φ al motorului fiind menținut constant, ceea ce se realizează prin menținerea constantă a excitației acestuia, ecuația caracteristicilor sale mecanice, după cum știm de la studiul caracteristicilor mecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitație derivație, studiu valabil și pentru motoarele cu excitația separată, este dată de relația:

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E C_M} M ,$$

în care R_a, C_E și C_M sînt niște constante, iar n_0 un parametru variabil. Urmează, deci, că caracteristicile mecanice ale motorului alcătuiesc o familie de drepte care au același coeficient unghiular $-\frac{R_a}{C_E \cdot C_M}$, deci o familie de drepte paralele între ele. Poziția acestor drepte, al căror coeficient unghiular este cunoscut, este dată de ordonata lor la origine n_0. Aceasta depinde de tensiunea aplicată la bornele motorului în momentul în care motorul merge în gol cu un cuplu egal cu zero, tensiune care, abstracție făcînd de căderile de tensiune neglijabile în înfășurarea indusului generatorului și în circuitul de legătură dintre generator și motor, este egală cu forța electromotoare E_0 de mers în gol a generatorului, forță electromotoare pe care o putem varia după voie prin variația fluxului magnetic al generatorului, ceea ce se realizează variind rezistența reostatului de excitație A al acestuia.

În fig. 4-2 sînt date cîteva din caracteristicile mecanice ale motorului, caracteristici ce se obțin păstrînd constant fluxul magnetic al motorului și variind forța electromotoare a generatorului. Porțiunea din aceste caracteristici situată în primul cadran al axelor de coordonate corespunde funcționării motorului de acționare din grupul Ward-Leonard în regim de motor, iar porțiunea din aceste caracteristici situată în cel de-al doilea cadran corespunde funcționării motorului în regim de generator.

Este de observat că, pentru valori mici ale forței electromotoare E_0 de mers în gol a generatorului, deci pentru valori mici ale vitezei n_0 de mers în gol ideal, viteză dată de relația

$$n_0 = \frac{E_0}{C_E}, \tag{4-1}$$

în care coeficientul C_E se referă la motorul de acționare, deoarece influența reacției indusului generatorului devine importantă, înclinația caracteristicilor mecanice ale motorului se mărește exagerat de mult, astfel încît funcționarea acestuia devine nestabilă. De aceea viteza de rotație a motorului la mersul în gol ideal nu se poate micșora sub 10% din viteza nominală n_n a motorului.

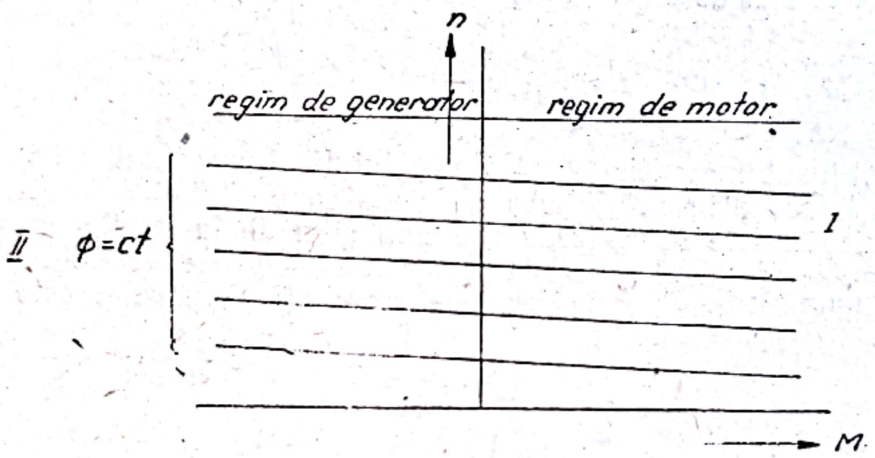


Fig. 4-2. Caracteristici de funcționare ale motorului de acționare din grupul *W-L*

b) Dacă menținem constantă forța electromotoare E_0 a generatorului, și anume la o valoare corespunzătoare caracteristicii mecanice naturale a motorului de acționare, și micșorăm fluxul Φ al acestui motor, atunci, în ecuația

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E C_M} M$$

a caracteristicilor mecanice ale motorului de acționare, coeficientul $\frac{R_a}{C_E C_M}$ al cuplului motor M nu mai este constant, fiindcă, așa după cum se știe, coeficienții C_E și C_M sînt proporționali cu fluxul Φ. Urmează așadar că dreptele care reprezintă, în acest caz, caracteristicile mecanice nu mai sînt paralele, ci sînt cu atît mai înclinate cu cît fluxul Φ este mai mic. Aceste drepte, pe de altă parte, nu au aceeași ordonată la origine, deoarece nici viteza de rotație la mersul în gol ideal al motorului, n_0, nu este constantă, cu toate că forța electromotoare E_0 este constantă. Într-adevăr, în relația (4-1):

$$n_0 = \frac{E_0}{C_E},$$

coeficientul C_E, care este proporțional cu fluxul Φ al motorului, crește pe măsură ce se mărește acest flux.

Urcarea vitezei de rotație n_0 este însă limitată: pe de o parte, de posibilitatea menținerii unei bune comutații, iar, pe de altă parte, de considerente mecanice privind siguranța legăturilor frontale ale înfășurării indusului și siguranța fixării lamelelor de colector, acestea fiind supuse la forțe centrifuge cu atît mai mari, cu cît viteza de rotație n_0 este mai mare.

Pentru aceste motive, nu se pot admite pentru viteza de rotație n_0 valori mai mari decît de 3÷4 ori valoarea vitezei nominale n_n a motorului.

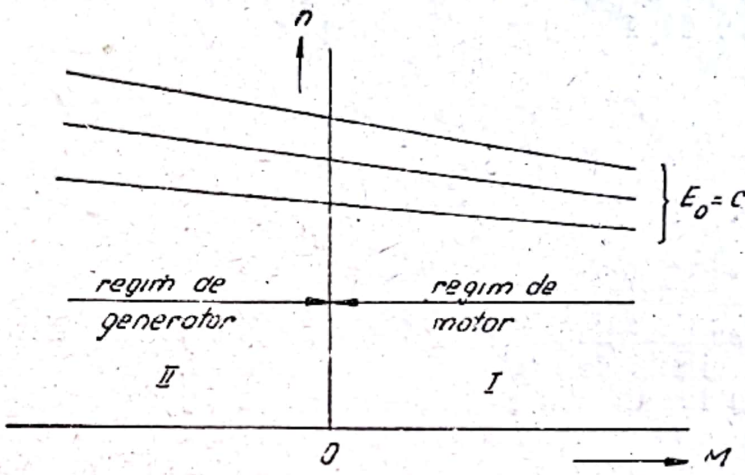


Fig. 4-3. Caracteristici de funcționare ale motorului de acționare din grupul *W-L*

În fig. 4-3 sînt date cîteva caracteristici mecanice obținute prin menținerea constantă a forței electromotoare E_0 a generatorului și prin variația excitației motorului de acționare. Și în acest caz, porțiunile din aceste caracteristici cuprinse în primul cadran al axelor de coordonate corespund funcționării motorului de acționare în regim de motor, iar porțiunile cuprinse în cadranul al doilea al axelor de coordonate corespund regimului de funcționare în generator a acestui motor.

4-2. Pornirea motorului de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard

Motorul de acționare *MA* a grupului Ward-Leonard (fig. 4-1) fiind în funcțiune, generatorul *G* și excitatoarea *D.E* sînt învîrtite cu o viteză constantă, viteza lor normală de funcționare. Excitatoarea *D.E* creează între barele de excitație + și — o tensiune constantă U_e. Pentru a porni motorul *M* de acționare a mecanismului executor *M.E*, se procedează în modul următor:

Se stabilește legătura electrică dintre motor și generator, se scoate întreaga rezistență a reostatului *B* din circuitul de excitație al motorului și se închid, în sfîrșit, contactele K_1 — K_1, sau K_2 — K_2, după cum dorim ca motorul să se învîrtă „înainte" sau „înapoi", rezistența reostatului *A* din circuitul de excitație al generatorului fiind scoasă în întregime sau rămînînd înserată în circuit în momentul închiderii contactelor.

Să presupunem că, în momentul închiderii contactelor $K_1 - K_1$ sau $K_2 - K_2$, întreaga rezistență a reostatului A a fost scoasă din circuitul de excitație al generatorului și să notăm cu r_{eg} rezistența acestui circuit și cu L_{eg} inductanța lui. Datorită inductanței L_{eg}, curentul de excitație al generatorului crește treptat de la valoarea zero pînă la valoarea sa I_{eg} de regim permanent, valoare determinată de tensiunea U_e și de rezistența r_{eg}:

$$I_{eg} = \frac{U_e}{r_{eg}} . \tag{4-2}$$

Legea de variație a curentului de excitație i_{eg} în perioada de stabilire a curentului este, după cum se știe din primul volum al acestei lucrări:

$$i_{eg} = I_{eg} (1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}) , \tag{4-3}$$

în care

$$T_{eg} = \frac{L_{eg}}{r_{eg}}$$

are dimensiunea unui timp și poartă numele de constanta electromagnetică de timp a circuitului de excitație al generatorului.

După cum rezultă din relația (4-3), curentul de excitație i_{eg} atinge teoretic valoarea I_{eg} de regim permanent după un timp infinit de lung. De fapt însă, după un timp t_{eg} egal aproximativ cu de patru ori constanta electromagnetică de timp T_{eg}, diferența între curentul I_{eg} și i_{eg} este atît de mică, încît se poate considera că curentul de excitație a ajuns la valoarea sa de regim permanent.

Așadar, curentul de excitație al generatorului, care în momentul închiderii contactelor $K_1 - K_1$ sau $K_2 - K_2$ era zero, crește treptat, ajungînd după un timp

$$t_{eg} \cong 4\, T_{eg} = 4 \frac{L_{eg}}{r_{eg}} \tag{4-4}$$

la valoarea sa I_{eg} de regim permanent. În consecință, forța electromotoare a generatorului, care depinde numai de fluxul magnetic produs de inductor, deoarece viteza de rotație a generatorului este constantă, crește și ea treptat, odată cu excitația, de la valoarea zero la valoarea de regim permanent. Urmează, deci, că motorul M de acționare a mecanismului executor pornește sub o tensiune care crește treptat de la zero la valoarea sa nominală, asigurîndu-i astfel o pornire lină.

Pornirea motorului M mai poate fi realizată, în funcție de condițiile necesare, și prin introducerea, înainte de închiderea contactelor $K_1 - K_1$ sau $K_2 - K_2$, a întregii rezistențe a reostatului A în circuitul de excitație al generatorului, rezistență care se micșorează apoi în mod continuu, sau se scurtcircuitează, la anumite intervale, diferitele sale trepte de pornire, pînă ce întreaga rezistență a reostatului este scoasă din circuitul de excitație al generatorului.

În fig. 4-4 *a*, *b* și *c* sînt reprezentate schematic diferitele metode de acționare asupra excitației generatorului. În fig. 4-4 *a*, înfășurarea de exci-

tație se pune dintr-odată sub tensiunea normală U_e a barelor de excitație; în fig. 4-4 *b*, rezistența reostatului de excitație se scoate în mod continuu din circuitul de excitație al generatorului; iar în fig. 4-4 *c*, scoaterea rezistenței reostatului de excitație se face în trepte, la anumite intervale de timp.

Această metodă de pornire a unui motor de acționare a unui mecanism executor este foarte economică, deoarece sînt eliminate pierderile prin efect Joule-Lenz din reostatul de pornire, pierderi obișnuite în cazul pornirii

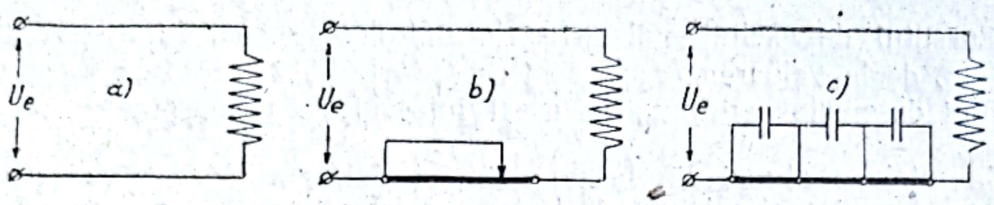


Fig. 4-4. Metode de pornire a motorului de acționare M

unui motor de acționare cu ajutorul unui astfel de reostat. Singurele pierderi care, eventual, au loc în acest caz sînt pierderile în reostatul de excitație al generatorului, care însă sînt cu mult mai mici decît pierderile dintr-un reostat de pornire, dat fiind că puterea electrică cheltuită într-un circuit de excitație este de numai $(1 \div 5)\%$ din puterea mașinii. Afară de aceasta, comanda de pornire a mașinii făcîndu-se asupra circuitului de excitație al generatorului, aparatajul de comandă folosit va avea dimensiuni mici și deci costul său va fi redus.

4-3. Frînarea și inversarea sensului de rotație a motorului de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard

Frînarea motorului M din grupul Ward-Leonard, reprezentat în schema din fig. 4-1, este deosebit de ingenioasă și, în același timp, foarte economică.

Pentru a frîna motorul M care, învîrtindu-se, să presupunem, în sensul „înainte", funcționează în regim permanent cu viteza sa nominală, de exemplu, și pentru a-l opri apoi, este suficient să deschidem contactele $K_1 - K_1$. În felul acesta, alimentarea circuitului de excitație al generatorului este întreruptă. Curentul de excitație, însă, nu dispare dintr-odată, ci, închizîndu-se prin rezistența de descărcare r_d cu care este prevăzut circuitul de excitație al generatorului, scade treptat, treptat pînă ce ajunge la valoarea zero.

Într-adevăr, datorită inductanței L_{eg} a înfășurării de excitație a generatorului, curentul i_{eg} din acest circuit variază după legea:

$$i_{eg} = I_{eg}\, \varepsilon^{-\frac{t}{T'_{eg}}}, \qquad (4\text{-}5)$$

în care I_{eg} este curentul de excitație al generatorului în momentul deschiderii contactelor $K_1 - K_1$, iar T'_{eg} este constanta electromagnetică de timp a circuitului prin care se închide curentul i_{eg}:

$$T'_{eg} = \frac{L_{eg}}{r_{eg} + r_d}. \qquad (4\text{-}6)$$

După cum rezultă din relația (4-5), curentul de excitație i_{eg} atinge valoarea zero după un timp infinit de lung. De fapt, însă, curentul de excitație devine practic zero după un timp t'_{eg} egal aproximativ cu de patru ori constanta electromagnetică de timp a circuitului prin care se închide curentul i_{eg} :

$$t'_{eg} = 4\,T'_{eg} = 4\,\frac{L_{eg}}{r_{eg} + r_d}\,. \qquad (4\text{-}7)$$

Curentul de excitație al generatorului descrescînd, în intervalul de timp t'_{eg}, de la valoarea I_{eg} pînă la zero, forța electromotoare E_g a generatorului descrește continuu, în acest interval de timp, pînă ce ajunge la zero.

Se înțelege atunci că, la un moment dat, această forță electromotoare va deveni mai mică decît forța electromotoare E_m a motorului M, al cărui flux Φ rămîne tot timpul constant. Din momentul, însă, în care $E_g < E_m$, curentul I din circuitul celor două mașini, generator G-motor M, curent dat de relația

$$I = \frac{E_g - E_m}{R}\,,$$

în care R este rezistența circuitului acestor mașini, a indusului generatorului G, a indusului motorului M și a conductoarelor de legătură dintre generator și motor, își schimbă sensul și, deci, cele două mașini își vor schimba regimurile lor de funcționare. Motorul M, datorită energiei cinetice înmagazinate în părțile învîrtitoare ale sistemului motor M-mecanism executor M. E, va funcționa în regim de generator; iar generatorul G, primind energie electrică de la motorul M, devenit generator, va funcționa în regim de motor.

Deoarece fluxul magnetic al generatorului G, devenit acum motor, scade, viteza sa crește și arborele comun pe care este fixat generatorul G și motorul asincron MA își sporește viteza. Cînd aceasta depășește viteza de sincronism a motorului asincron, acesta începe să funcționeze în regim de generator cu recuperare, debitînd energie electrică în rețea.

În felul acesta, energia cinetică a sistemului motor M-mecanism executor $M.E$ se consumă repede pe trei căi : o parte se transformă în căldură, datorită efectului Joule-Lenz, în circuitul celor două mașini M și G ; o a doua parte servește la sporirea energiei cinetice a sistemului generator G-motor asincron MA, sistem a cărui viteză de rotație crește, și, în sfîrșit, o a treia parte, transformată în energie electrică de motorul asincron MA, devenit generator, este debitată în rețea.

Prin consumarea energiei cinetice înmagazinate în părțile în mișcare ale sistemului motor M-mecanism executor $M.E$, viteza motorului M scade repede. Cînd ea ajunge la zero, trebuie să întrerupem legătura dintre motorul M și generatorul G.

Randamentul ridicat al acestei metode de frînare, în timpul căreia se recuperează o bună parte din energia cinetică înmagazinată în sistemul motor-mecanism executor, duce la importante economii de energie, atunci cînd frînarea se repetă des și sînt cazuri în acționările electrice în care trebuie să se realizeze pînă la 600 de frînări într-o oră sau chiar mai mult !

Scanned with OKEN Scanner

Tot atît de simplă, din punct de vedere al comenzii, și tot atît de avantajoasă, din punct de vedere economic, ca și frînarea, este și inversarea sensului de mers al sistemului motor *M*-mecanism executor *M.E.*

Să presupunem că motorul *M* funcționează în regim permanent cu sensul de mișcare, de exemplu „înainte", ceea ce înseamnă că în circuitul de excitație al generatorului *G* sînt închise contactele $K_1 - K_1$, contactele $K_2 - K_2$ fiind deschise. Pentru a obține inversarea sensului de mers al motorului, cu alte cuvinte, pentru a face ca motorul să meargă „înapoi", este deajuns să se deschidă contactele $K_1 - K_1$ și, apoi, să se închidă contactele $K_2 - K_2$. În felul acesta, curentul de excitație din circuitul generatorului, a cărui valoare inițială era I_{eg}, ajunge, trecînd prin zero, la valoarea $-I_{eg}$. Odată cu variația curentului de excitație, variază și forța electromotoare a generatorului, care trece de la valoarea E_g la valoarea $-E_g$. Concomitent, însă, cu inversarea forței electromotoare a generatorului, se inversează și tensiunea aplicată la bornele motorului și, cum fluxul magnetic al acestuia își păstrează același sens, sensul de mișcare al motorului se inversează.

Din cauza energiei cinetice înmagazinate în piesele în mișcare ale motorului *M* și ale mecanismului executor *M.E* acționat de acest motor, inversarea sensului de mers cere un timp oarecare, care poate fi împărțit în două etape: mai întîi se produce o frînare în felul arătat mai sus și apoi, după oprirea motorului și a mecanismului executor, începe pornirea în sens invers a motorului.

Caracteristicile mecanice $n = f(M)$ ale motorului *M* de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard, caracteristici care sînt, după cum am văzut, niște linii drepte, acoperă, dacă ținem seama de mersul „înainte" și „înapoi" toate cele patru cadrane ale axelor de coordonate $M - n$, astfel încît grupul Ward-Leonard constituie cel mai perfect sistem pentru acționările în care intervin pornirea sub sarcină, frînarea și inversarea sensului de mers.

B. GRUPUL CU CUPLU LIMITAT

4-4. Caracteristica descendentă

Cuplul static rezistent, redus la arborele motorului de acționare, al diferitelor dispozitive ale unor instalații ca: laminoare, excavatoare, prese hidraulice etc. poate, în unele împrejurări, să depășească cu mult cuplul lor static nominal.

Să presupunem că motorul de acționare al unor astfel de dispozitive ar avea o caracteristică mecanică $n = f(M)$ ca aceea reprezentată prin linia punctată 1 din fig. 4—5 și că sarcina cerută motorului ar fi, de exemplu, de patru ori mai mare decît sarcina sa nominală. Motorul va trebui să dezvolte, în acest caz, un cuplu motor *M* de patru ori mai mare decît cuplul său nominal M_n. El poate dezvolta acest cuplu și punctul lui de funcționare pe caracteristica mecanică 1 va fi în A_{ss}, dar eforturile transmise de arborele motor, cu mult mai mari decît acelea pe care le transmite în cazul cînd motorul lucrează cu cuplul său nominal, în punctul de funcționare A_n de pe caracteristica mecanică 1, pot duce la sfărîmarea transmisiei dintre motorul de acționare și dispozitivul acționat sau, chiar, la sfărîmarea acestui dispozitiv.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru prevenirea acestor accidente, se pot aplica diferite măsuri de protecție. Astfel, se poate folosi un cuplaj calculat astfel, încît el să cedeze, să se rupă de îndată ce eforturile transmise de arborele motor depășesc o anumită limită. Sau, se poate folosi o protecție electrică prin relee, care să deconecteze motorul de la rețea, de îndată ce cuplul dezvoltat de motor depășește o anumită valoare, de exemplu, depășește de două ori cuplul său nominal.

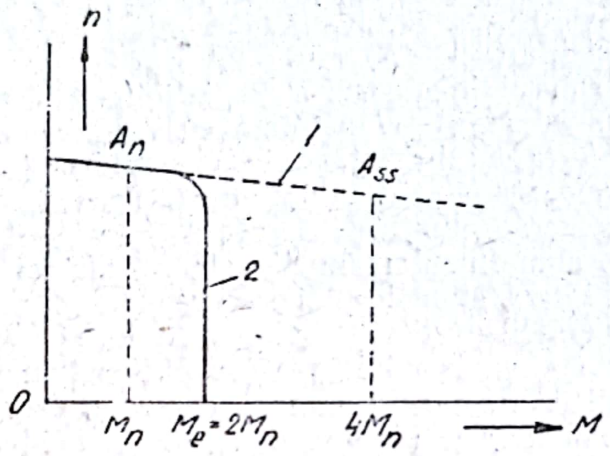


Fig. 4-5. Caracteristica descendentă

Dar aceste măsuri de protecție, chiar dacă ar fi absolut sigure, ceea ce practica o dezminte, atrag după sine deranjamente în exploatarea instalațiilor. De aceea s-a căutat să se obțină o caracteristică mecanică, pentru motorul de acționare, ca aceea reprezentată în fig. 4—5 prin linia plină 2. O asemenea caracteristică mecanică a motorului, numită *„caracteristică descendentă"*, limitează cuplul pe care-l poate dezvolta motorul la o valoare compatibilă cu siguranța instalației. În cazul fig. 4—5, acest cuplu-limită, care oferă o protecție absolut sigură dispozitivului acționat și transmisiilor de la motor la acest dispozitiv, este egal cu de două ori cuplul nominal al motorului.

4-5. Grupul cu cuplu limitat

O caracteristică descendentă posedă motorul de acționare din grupul cu cuplu limitat reprezentat în fig. 4—6. Motorul M al acestui grup este alimentat de la un generator individual G cu trei înfășurări: o înfășurare serie, o înfășurare derivație și o înfășurare independentă, separată.

Fie w_s, w_d și w_e numărul de spire ale acestor înfășurări de excitație ale generatorului și I_s, I_d și I_e curenții care le străbat. Forțele magnetomotoare ale acestor înfășurări sînt respectiv:

$$F_s = w_s I_s,\quad F_d = w_d I_d \text{ și } F_e = w_e I_e,$$

iar forța magnetomotoare totală a generatorului, ținînd seama de sensul curenților de excitație, este

$$F = -F_s + F_d + F_e = -w_s I_s + w_d I_d + w_e I_e, \qquad (4\text{-}8)$$

La mersul în gol ideal al motorului M, curentul $I_s = o$ și relația (4-8) devine:

$$F_0 = F_d + F_e = w_d I_{d0} + w_e I_e .$$

Această din urmă relație, în care I_{d0} este curentul din excitația derivație a generatorului G la mersul în gol ideal al motorului M, mai poate fi scrisă sub forma:

$$F_0 = w_e I_e \left(1 + \frac{w_d I_{d0}}{w_e I_e}\right),$$

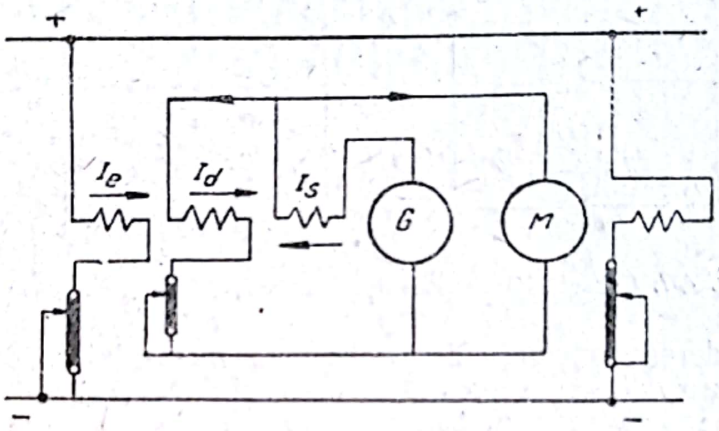


Fig. 4-6. Grup cu cuplul limitat

sau

$$F_0 = w_e I_e (1 + \psi) , \qquad (4\text{-}9)$$

în care ψ reprezintă raportul dintre amperspirele în derivație la mersul în gol ideal al motorului M și amperspirele independente ale generatorului G.

Să notăm cu E_0 forța electromotoare a generatorului corespunzătoare forței magnetomotoare F_0, deci mersului în gol ideal al motorului, și să observăm că generatorul este astfel construit, încît forța electromotoare E_0 să se găsească pe porțiunea saturată a caracteristicii de mers în gol a generatorului.

Atunci cînd sarcina motorului crește, crește curentul cerut de motor de la generator, cu alte cuvinte, crește curentul I_s și odată cu acesta crește forța magnetomotoare F_s de sens contrar forțelor magnetomotoare F_d și F_e, ceea ce atrage după sine o scădere a forței electromotoare a generatorului, deci o scădere a tensiunii de la bornele sale. Această scădere de tensiune micșorează forța magnetomotoare F_d, deci tensiunea la bornele generatorului scade și din acest motiv.

Cu scăderea de tensiune la bornele generatorului, scade și tensiunea aplicată la bornele motorului. Dar odată cu scăderea tensiunii aplicate la bornele motorului, provocată de creșterea sarcinii acestuia, scade și viteza de rotație n a motorului. Intr-adevăr, motorul avînd o excitație independentă, după cum se vede din fig. 4-6, fluxul său magnetic Φ este constant și,

din volumul II al acestei lucrări, de la studiul motoarelor de curent continuu, se știe că, în acest caz, viteza de rotație a motorului este proporțională cu tensiunea aplicată la bornele sale, dacă se face abstracție de reacția indusului.

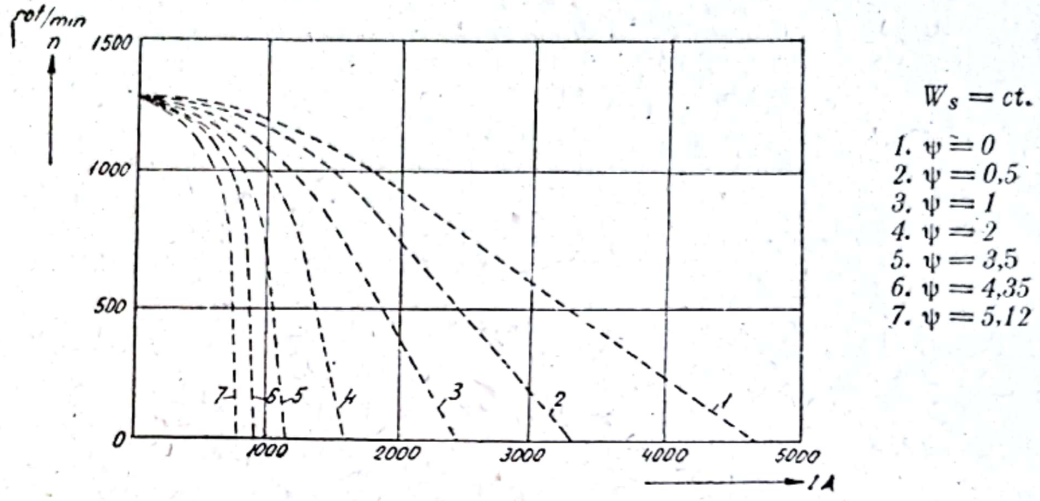


Fig. 4-7. Caracteristici mecanice ale unui grup cu cuplul limitat

Dar scăderea tensiunii de la bornele motorului și, deci, scăderea vitezei sale de rotație este mică atita timp cît circuitul magnetic al generatorului rămîne încă saturat, fiindcă, în acest caz, forța electromotoare a generatorului scade puțin cu micșorarea forței sale magnetomotoare, deci cu creșterea curentului de sarcină I_s.

Dacă, însă, sarcina motorului și, deci, curentul I_s depășește o anumită limită, atunci, prin acțiunea demagnetizantă a înfășurării serie și prin scăderea concomitentă a forței magnetomotoare a înfășurării de excitație derivație, circuitul magnetic al generatorului desaturindu-se, forța electromotoare a generatorului scade brusc și tot atît de brusc scad și tensiunea aplicată la bornele motorului și viteza sa de rotație.

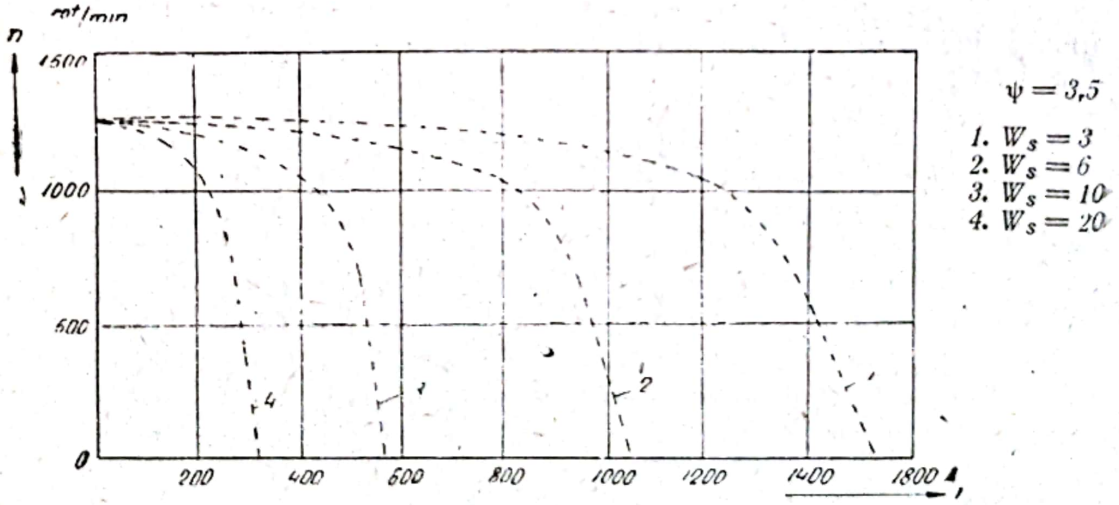


Fig. 4-8. Caracteristicile mecanice ale unui grup cu cuplu constant

Urmează deci, din cele arătate mai sus, că caracteristica mecanică $n = f(M)$ a motorului din grupul cu cuplu limitat are o înclinație mică la început, pînă cînd sarcina motorului nu depășește o anumită limită, pentru ca apoi înclinația caracteristicii să scadă brusc, ajungînd la 90°, de îndată ce sarcina motorului depășește această limită.

În fig. 4-7 și 4-8 sînt date caracteristicile mecanice ale unui grup sovietic cu cuplu limitat, grup alcătuit dintr-un generator de 230 kW, 230 V, 1000 A, 1470 rot/minut și un motor de 250 kW, 220 V, 1330 A, 1000 rot/min. Caracteristicile mecanice $n = \varphi_1(I)$ din fig. 4-7 se referă la cazul cînd numărul de spire ale înfășurării serie este constant și coeficientul ψ are valorile indicate în dreapta figurii; iar caracteristicile mecanice din fig. 4-8 se referă la cazul cînd coeficientul ψ este constant și anume $\psi = 3{,}5$, iar numărul de spire ale înfășurării serie a generatorului variază, avînd valorile indicate în dreapta figurii.

CAPITOLUL V

REGLAJUL VITEZEI ACȚIONARILOR ELECTRICE

5-1. Noțiuni introductive

Să considerăm o mașină de lucru, un laminor, de exemplu. Se știe că, pentru fiecare profil de laminat, există o viteză optimă de laminare, căreia îi corespunde atît o bună calitate a profilului obținut cît și o bună productivitate a laminorului. Dacă s-ar mări viteza de laminare a unui profil oarecare peste viteza optimă corespunzătoare acestui profil, productivitatea laminorului ar crește. În schimb, însă, calitatea profilului obținut s-ar înrăutăți; ajungîndu-se chiar la rebuturi, pentru viteze exagerate, dat fiind că la asemenea viteze metalul nu are timpul necesar să umple toate șanțurile și unghiurile valțurilor laminorului. Dacă, din contra, s-ar micșora viteza de laminare, productivitatea laminorului ar scădea și, în același timp, din cauza răcirii materialului, ar crește consumul specific de energie.

Urmează că, pentru fiecare profil de laminat, trebuie să se regleze în mod corespunzător viteza motorului de acționare a laminorului.

Există foarte multe mașini de lucru la care, întocmai ca și în cazul laminorului, este nevoie să se regleze viteza motorului de acționare. Din această categorie de mașini de lucru fac parte: mașinile-unelte de prelucrare a metalelor, laminoarele, mașinile de ridicat și de transport, diferite mașini din industria hîrtiei, din industria minieră, din industria textilă etc.

Reglarea vitezei unei acționări electrice se poate face fie manual, fie cu ajutorul unui dispozitiv automat de reglaj și ea trebuie să satisfacă anumite condiții caracterizate prin așa numiții indici de reglaj.

Iată indicii principali întîlniți în reglarea vitezei unei acționări electrice: *a*) gamă de reglaj sau limitele de reglare, *b*) continuitatea reglajului, *c*) randamentul reglajului, *d*) stabilitatea funcționării pentru o anumită treaptă de reglare a vitezei, *e*) sensul de reglare a vitezei și *f*) sarcina admisă pentru diferite viteze.

Vom defini ce se înțelege prin fiecare din acești indici.

a) Gama de reglaj a vitezei

Se notează cu k_g și este raportul dintre valoarea maximă n_M și valoarea minimă n_m a vitezei acționării respective:

$$k_g = \frac{n_M}{n_m} \cdot \tag{5-1}$$

Obișnuit, coeficientul k_r, care definește gama de reglaj a unei acționări, se exprimă numeric în felul următor: 1,5:1 ; 2:1 ; 10:1 ; 20:1 ; 100:1 ; 120:1 etc.

b) Continuitatea reglajului

Se notează cu k_c și este raportul dintre vitezele corespunzătoare la două trepte de reglaj vecine:

$$k_c = \frac{n_i}{n_{i-1}}, \tag{5-2}$$

în care n_i și n_{i-1} sînt vitezele corespunzătoare treptelor i și $i-1$ de reglaj.

Se înțelege că mărimea indicelui k_c, care definește continuitatea reglajului, depinde de numărul treptelor de reglaj al acționării.

c) Randamentul reglajului

Acest randament depinde de pierderile de putere în reostate și în celelalte dispozitive de reglare. Dacă notăm cu ΔP pierderile în dispozitivele de reglare și cu P_2 puterea la arborele motorului, atunci randamentul reglajului pentru o anumită treaptă de viteză este dat de relația:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}. \tag{5-3}$$

Randamentul η diferă mult de la un sistem de reglaj la altul. Astfel, dacă reglarea vitezei se face în circuitul principal al mașinilor, randamentul este relativ mic. Dacă reglarea se face, însă, în circuitul de excitație, atunci randamentul este mare. Acest lucru este ușor explicabil, dacă se ține seama de faptul că puterea circuitelor de excitație reprezintă numai $(1 \div 5\%)$ din puterea circuitelor principale.

Cum, în decursul funcționării sale, motorul lucrează cu diferite viteze și cum randamentul depinde de viteza cu care lucrează, va trebui ca în calculul randamentului global dintr-un anumit interval t de funcționare a motorului să se țină seama de acest fapt. Admițind că puterea P_2 la arborele motorului rămîne constantă în tot intervalul de timp t, atunci randamentul global din acest interval va fi dat de relația:

$$\eta_g = \frac{P_2}{\sum_{k=1}^{m} (P_2 + \Delta P_k)\, t_k}, \tag{5-4}$$

în care m este numărul treptelor de reglaj al vitezei,

t_k — timpul în care motorul funcționează cu viteza corespunzătoare treptei de reglaj k, iar

ΔP_k — pierderile în dispozitivele de reglare corespunzătoare acestei viteze.

d) Stabilitatea de funcționare

Pentru o anumită treaptă de reglare a vitezei, stabilitatea de funcționare este cu atît mai mare cu cît, pentru o variație dată a sarcinii motorului de acționare, variația Δn a vitezei sale de rotație este mai mică.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a înțelege mai bine acest lucru, să considerăm un motor de curent continuu cu excitația derivație și să presupunem că reglajul vitezei motorului se face cu ajutorul unui reostat de reglaj legat în serie cu înfășurarea indusului. Fie 1 și 2 (fig. 5-1) două caracteristici mecanice artificiale ale motorului nostru, corespunzătoare rezistențelor R_1 și R_2 introduse în circuitul indusului de reostatul de reglaj, caracteristici corespunzătoare cu alte cuvinte, la două trepte de reglaj. Pentru un anumit cuplu static rezistent M_r al mecanismului acționat, cuplu redus la arborele motorului, motorul trebuie să dezvolte un cuplu $M = |M_r|$, prin $|M_r|$ înțelegîndu-se valoarea absolută a cuplului M_r. Acestui cuplu îi corespunde pe caracteristica 1 viteza de rotație n_1, iar pe caracteristica 2, viteza de rotație n_2. Dacă, acum, cuplul static rezistent variază în jurul valorii sale M_r cu o anumită cantitate $\pm \Delta M_r$, motorul va dezvolta, pentru echilibrarea cuplului static rezistent, un cuplu $M \pm \Delta M$, iar viteza lui va varia în cazul funcționării pe caracteristica 1, în jurul vitezei n_1, cu

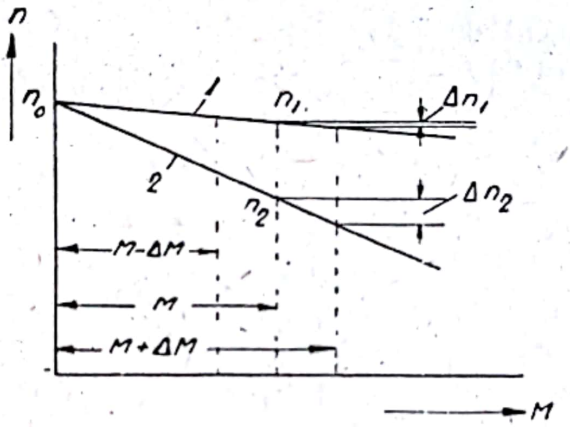


Fig. 5-1. Stabilitatea de funcționare pe diferite trepte de reglaj al vitezei

cantitatea Δn_1 și cu cantitatea Δn_2 în jurul vitezei n_2, în cazul funcționării motorului pe caracteristica 2. Variațiile de viteză Δn_1 și Δn_2 caracterizează stabilitatea de funcționare a motorului pe cele două caracteristici, pe cele două trepte de reglare a vitezei. Cum, după cum se vede în fig. 5-1, $\Delta n_1 < \Delta n_2$ înseamnă că stabilitatea de funcționare a motorului, pentru variația $\pm \Delta M_r$ a sarcinii sale, este mai mare pe prima caracteristică decît pe a doua.

Se vede limpede, din cele spuse mai sus, că stabilitatea de funcționare pe o anumită treaptă de reglaj al vitezei este cu atît mai mică cu cît este mai mică rigiditatea caracteristicii corespunzătoare acestei trepte de reglaj. Faptul acesta limitează, în multe acționări, posibilitățile de reglare a vitezei.

e) Sensul de reglare a vitezei

Micșorarea sau creșterea vitezei față de viteza de bază depind de metoda de reglare, prin viteză de bază înțelegînd viteza de pe caracteristica naturală a motorului corespunzătoare unei sarcini date.

Astfel, la un motor de curent continuu cu excitația derivație sau la un motor asincron, în cazul cînd reglajul se face cu ajutorul unui

reostat de reglaj legat în serie cu indusul motorului, viteza acestuia, pentru o sarcină dată, scade pe măsură ce rezistența introdusă în circuitul indusului de reostatul de reglaj crește. Viteza de bază pentru sarcina dată, viteză corespunzătoare caracteristicii naturale, fiind maximă, urmează că, în acest caz, prin reglarea vitezei, aceasta se micșorează față de viteza de bază.

Din contra, în cazul unui motor de curent continuu cu excitația derivație, a cărui viteză se reglează cu ajutorul unui reostat montat în circuitul de excitație al motorului, viteza acestuia pentru o anumită sarcină crește, după cum am văzut la studiul caracteristicilor mecanice artificiale ale unui astfel de motor, pe măsură ce crește rezistența introdusă de reostatul de reglaj în circuitul de excitație, deci pe măsură ce scade fluxul magnetic al motorului. Cu alte cuvinte, în acest caz, avem o creștere a vitezei față de viteza de bază.

f) Sarcina admisă pentru diferitele viteze

Această sarcină depinde, de asemenea, de metoda de reglare a acesteia.

Ca să se înțeleagă mai ușor acest lucru să observăm următoarele:

Oricare ar fi viteza obținută printr-o metodă oarecare de reglare, motorul de acționare poate satisface principial orice cuplu rezistent M_r al mecanismului executor, cu condiția, bine înțeles, de a alege în mod convenabil puterea motorului.

După cum rezultă din relația cunoscută

$$P = 9{,}81 \frac{2\pi n}{60} M ,$$

în care M este cuplul în kgm pe care trebuie să-l dezvolte motorul pentru a echilibra cuplul rezistent M_r al mecanismului, motorul nu va lucra cu aceeași putere, cu aceeași sarcină P, la diferitele viteze de reglare n, la unele din acestea lucrînd subîncărcat.

Subîncărcarea unui motor atrage după sine, după cum se știe, înrăutățirea indicilor săi de exploatare: randament, factor de putere etc.

Din observațiile de mai sus, urmează că metoda de reglare aleasă trebuie să fie astfel încît, în limita posibilităților, motorul să lucreze în plină sarcină la toate vitezele. Cum, însă, sarcina admisibilă a unui motor depinde de încălzirea sa și deci, în primul rînd, de curentul cerut de motor de la rețea, rezultă că, pentru ca motorul să fie bine utilizat pe oricare dintre caracteristicile sale de reglare, trebuie ca curentul de sarcină să fie constant, să fie tot timpul egal cu curentul său nominal I_n. De aici reiese afirmația pe care am făcut-o la început, anume că sarcina admisă pentru diferite viteze depinde de metoda de reglare.

Într-adevăr, să considerăm un motor de curent continuu cu excitația derivație și să presupunem că reglarea vitezei se face printr-un reostat legat în serie cu circuitul principal al motorului, cu circuitul indusului. În acest caz, fluxul magnetic Φ rămînînd constant egal cu fluxul său nominal, cuplul M al motorului, după cum rezultă din relația

$$M = K_M \Phi I_n ,$$

este constant și, în consecință, puterea motorului, sarcina acestuia

$$P = M \frac{\pi n}{60}$$

variază proporțional cu viteza de reglare. Așadar, în cazul unei reglări sub cuplu constant a vitezei motorului cu excitația derivație, sarcina motorului variază liniar cu viteza corespunzătoare diferitelor trepte de reglaj.

Să presupunem, însă, că reglarea vitezei motorului cu excitația derivație se face cu ajutorul unui reostat de excitație. În acest caz, din relația

$$U = K_E n \Phi + R_a I_a ,$$

rezultă că

$$n \Phi = \frac{U - R_a I_a}{K_e} . \qquad (5\text{-}5)$$

Dacă vrem ca motorul să fie bine utilizat pe oricare dintre caracteristicile sale de reglare, trebuie ca curentul de sarcină I_a să fie tot timpul egal cu curentul nominal I_n și deci, membrul al doilea al relației (5-5) este o constantă, pe care să o notăm cu C. Rezultă:

$$n \Phi = C . \qquad (5\text{-}6)$$

Din această relație, urmează că cuplul M dezvoltat de motor:

$$M = K_M \Phi I_n = \frac{K_M C}{n} = \frac{C'}{n} , \qquad (5\text{-}7)$$

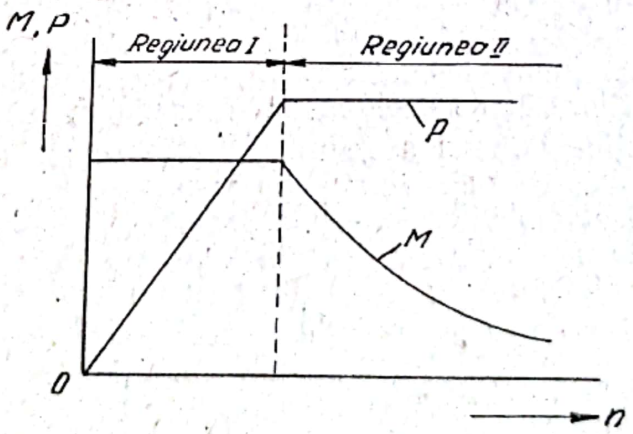


Fig. 5-2. Caracteristicile din două zone de reglare ale motorului cu excitația derivație

în care C' este o nouă constantă, și, în consecință, sarcina motorului

$$P = M \frac{2 \pi n}{60} = \frac{C'}{n} \cdot \frac{2 \pi n}{60} = \frac{2 \pi C'}{60} \qquad (5\text{-}8)$$

este constantă. Așadar, în acest caz, cînd reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitația derivație se face astfel încît $M = \frac{C}{n}$, cu alte cuvinte se face astfel încît viteza n să varieze hiperbolic cu cuplul M, sarcina motorului rămîne tot timpul constantă.

În fig. 5-2 sînt date variațiile sarcinei în funcție de viteza de reglare. În regiunea I-a, în care reglarea vitezei se face sub cuplu constant, sarcina variază liniar cu viteza de reglare; în regiunea II-a, în care reglarea vitezei se face sub un cuplu care variază hiperbolic cu viteza, sarcina motorului este constantă.

A. MOTOARE DE CURENT CONTINUU, CU EXCITAȚIA DERIVAȚIE SAU CU EXCITAȚIA SEPARATĂ

După cum s-a arătat în vol. II al acestei lucrări, la motoarele de curent continuu cu excitația derivație sau cu excitație separată, reglarea vitezei se poate face: prin modificarea tensiunii la bornele indusului, excitația fiind menținută constantă; prin înserarea unor rezistențe în circuitul indusului; prin variația curentului de excitație și prin șuntarea indusului.

În cele ce urmează vom arăta pe scurt principiile de reglare a vitezei după aceste diferite metode.

5-2. Reglarea vitezei de rotație prin modificarea tensiunii aplicate la bornele indusului

Să notăm cu U_x tensiunea variabilă aplicată la bornele indusului și cu Φ fluxul magnetic constant produs de inductor. Obișnuit fluxul constant Φ este fluxul nominal al motorului, flux care se obține prin scoaterea completă, din circuitul de excitație, a rezistențelor reostatului din acest circuit, a rezistențelor reostatului de excitație.

Fluxul Φ fiind constant, viteza de rotație n_{ox} a motorului la mersul în gol ideal, corespunzătoare tensiunii la borne U_x, este:

$$n_{ox} = \frac{U_x}{K_E \Phi} = \frac{U_x}{C_E}.$$

În acest caz, caracteristicile mecanice artificiale pentru diferitele tensiunii U_x, caracteristici corespunzătoare unei anumite rezistențe totale R_a a circuitului indusului, de obicei unei rezistențe totale R_a egală cu rezistența numai a înfășurării indusului, sînt date de relația cunoscută de la studiul caracteristicilor motorului cu excitația derivație:

$$n = n_{ox} - \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} M$$

Această ecuație reprezintă, după cum știm, o familie de drepte paralele între ele, pozițiile dreptelor din această familie fiind determinate de ordonata lor la origine n_{ox}.

În fig. 5-3, sînt reprezentate trei drepte 1, 2 și 3 din această familie, corespunzătoare tensiunilor U_1, U_2 și U_3, drepte ale căror poziții sînt date de vitezele n_{01}, n_{02} și n_{03}.

Ducînd în această figură o dreaptă paralelă cu axa ordonatelor, dreaptă a cărei abscisă la origine este M, se vede limpede că, pentru același cuplu M dezvoltat de motor, viteza de rotație a acestuia variază odată cu variația tensiunii U_x aplicată la bornele indusului.

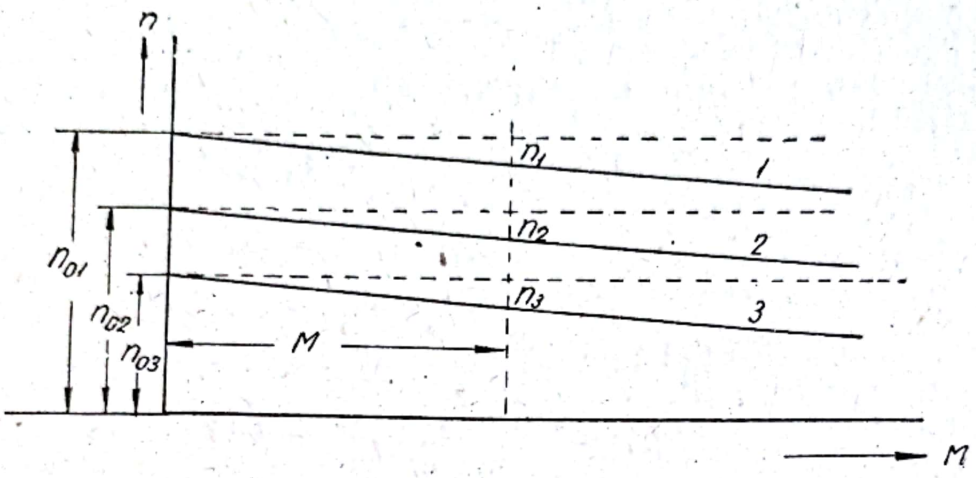


Fig. 5-3. Reglarea vitezei de rotație prin modificarea tensiunii aplicate la bornele indusului

Reglarea, pe această cale, a vitezei motorului cu excitația separată nu se aplică decît în cazul realizării unor sisteme speciale de reglaj cum sînt grupurile motoare speciale (Ward-Leonard, grupul cu cuplu limitat) sau acționările de curent continuu cu redresoare ionice.

5-3. Reglarea vitezei de rotație prin înserarea unor rezistențe în circuitul indusului

Am văzut în paragraful (3-1), la studiul caracteristicilor mecanice artificiale ce se obțin prin variația rezistenței totale R_a a circuitului indusului, cum variază viteza de rotație a motorului cu această rezistență R_a. Se înțelege atunci că, prin introducerea unui reostat cu mai multe trepte de rezistențe în circuitul indusului, avem posibilitatea să obținem diferite viteze de rotație pentru motorul de acționare.

Reostatul folosit în scopul reglării vitezei poartă numele de reostat de reglaj. El se deosebește constructiv de reostatul de pornire, la care funcționarea pe o anumită treaptă de pornire este extrem de scurtă, dat fiind că întregul proces de pornire durează maximum cîteva secunde. Reostatul de reglaj al vitezei, la care funcționarea pe o anumită treaptă de viteză este, în general, îndelungată, trebuie calculat la o funcționare de lungă durată.

Prin aplicarea acestei metode de reglaj, se modifică, așa după cum am arătat în paragraful (5-1), la definirea stabilității pe o anumită treaptă de viteză, rigiditatea caracteristicii de reglaj și, odată cu această rigiditate, se modifică și stabilitatea de funcționare pe treapta de viteză corespunzătoare. Pentru ca motorul să fie bine utilizat, viteza trebuie să fie reglată la un cuplu constant.

Reglarea vitezei prin această metodă a modificării rezistenței totale a circuitului indusului este neeconomică, fiind legată de pierderi apreciabile de energie, sub formă de căldură, în rezistențele reostatului de reglaj. Totuși, datorită simplicității sale, metoda este adeseori folosită și se folosește, în special, în cazul cînd motorul funcționează majoritatea timpului pe caracteristica sa naturală.

5-4. Reglarea vitezei prin variația curentului de excitație

Reglarea vitezei prin variația curentului de excitație se realizează prin trecerea funcționării motorului de pe caracteristica naturală pe o caracteristică artificială sau de pe o caracteristică artificială pe o alta, aceste caracteristici artificiale obținîndu-se prin modificarea excitației, deci a fluxului. Metoda aceasta este folosită pe o scară foarte întinsă în acționările electrice moderne, pe de o parte, pentru simplicitatea ei, iar, pe de altă parte, pentru randamentul ei economic, reglajul făcîndu-se în circuitul de excitație, a cărui putere este foarte mică în comparație cu puterea din circuitul principal al mașinii.

Cum fluxul corespunzător caracteristicii naturale, deci vitezei de bază, este fluxul nominal și cum motorul lucrează la sarcina sa nominală cu circuitul său magnetic saturat, rezultă că reglajul vitezei nu se poate realiza decît prin micșorarea fluxului și, în consecință, sensul reglajului este acela de creștere a vitezelor față de viteza de bază.

Caracteristicile mecanice artificiale $n = \varphi(I_a)$ în cazul reglării vitezei după această metodă, caracteristici a căror ecuație este dată de relația

$$n = \frac{U}{K_E \Phi} - \frac{r_a}{K_E \Phi} I_a ,$$

cunoscută de la studiul caracteristicilor motorului derivație, sînt niște drepte ale căror ordonate la origină, $U : K_E \Phi$, și ai căror coeficienți unghiulari, $-r_a : K_E \Phi$, variază odată cu fluxul. Toate aceste drepte au aceeași abscisă la origină, deoarece pentru $n = 0$ relația de mai sus ne dă:

$$I_a = \frac{U}{r_a} = I_{sc} , \qquad (5\text{-}9)$$

I_{sc} fiind curentul de scurtcircuit al motorului.

In fig. 5-4 *a* sînt date trei caracteristici 1, 2 și 3, dintre care caracteristica 1 reprezintă caracteristica naturală a motorului corespunzătoare fluxului nomial Φ și căreia îi corespunde viteza n_{oi} de mers în gol ideal, iar caracteristicile 2 și 3 reprezintă caracteristicile artificale pentru două valori ale fluxului Φ_2 și Φ_3: $\Phi_3 < \Phi_2 < \Phi$.

Caracteristicile mecanice artificiale $n = f(M)$, în cazul reglării vitezei prin variația curentului de excitație, au aceleași valori pentru vitezele de mers în gol ideal ca și caracteristicile $n = \varphi(I_a)$, după cum rezultă din relația (3-11)

$$n = \frac{U}{C_E} - \frac{r_a}{C_E \cdot C_M} M = \frac{U}{K_E \Phi} - \frac{r_a}{K_E \cdot K_M \Phi^2} M$$

În fig. 5-4 *b* sînt date trei caracteristici $n = f(M)$, din care caracteristica 1 reprezintă caracteristica naturală pentru fluxul nominal Φ, iar caracteristicile 2 și 3 reprezintă caracteristicile artificiale corespunzătoare fluxurilor Φ_2 și Φ_3. Aceste caracteristici nu se mai întîlnesc, însă, pe axa absciselor, axa cuplurilor M, dat fiind că, odată cu micșorarea fluxului, se micșorează și valoarea cuplului corespunzător vitezei $n = 0$; cu alte cuvinte, se micșorează valoarea cuplului de scurtcircuit M_{sc}.

$$M_{sc} = K_M \Phi I_{sc} \tag{5-10}$$

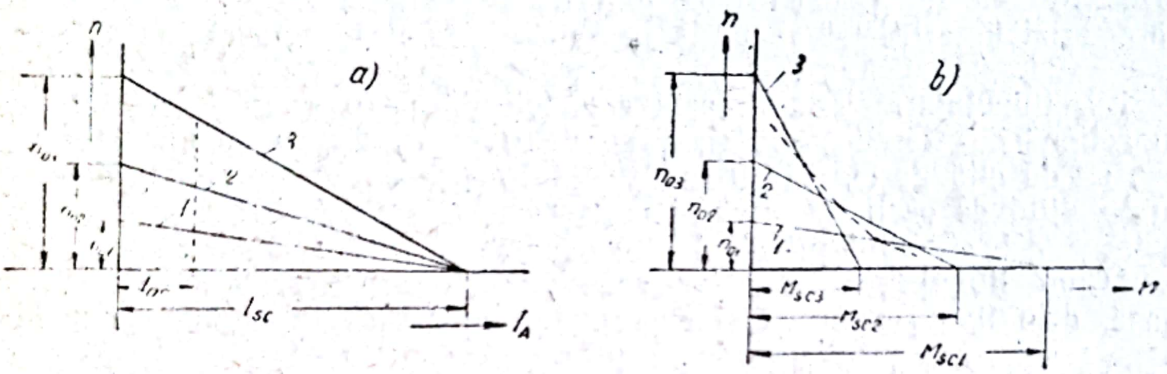


Fig. 5-4. Reglajul vitezei prin variația curentului de excitație
a) caracteristicile $n = \varphi(I_a)$; *b*) caracteristicile $n = f(M)$

Pentru ca motorul să fie bine utilizat, deci pentru ca randamentul reglajului să fie maxim, reglajul vitezei trebuie să se facă, așa după cum am arătat în paragraful 5-1, punctul f, sub un curent constant egal cu curentul nominal I_n, deci sub un cuplu care să varieze hiperbolic cu viteza. Ne vom situa așadar în fig. 5-4 *a* pe punctele de funcționare, de pe cele trei caracteristici 1, 2 și 3, de abscise $I_a = I_{an}$, iar în fig. 5-4 *b* pe linia punctată 4 care reprezintă valoarea cuplurilor sub care ar trebui să se facă reglajul vitezei pentru ca randamentul să fie maxim.

Dacă motorul funcționează cu viteze situate la stînga liniei punctate 4, el este subîncărcat; dacă, din contra, motorul funcționează cu viteze situate la dreapta liniei punctate, el este supraîncărcat.

Gama de reglaj, la reglajul vitezei prin variația curentului de excitație, este limitată de comutația curentului, pe de o parte, și de pericolul desprinderii lamelor de colector și al desfacerii legăturilor frontale ale înfășurării indusului, pe de altă parte. Obișnuit, această gamă de reglaj are valorile:

$$k_g = 1{,}5:1;\ 2:1;\ 2{,}5:1 \text{ și } 3:1.$$

5-5. Reglarea vitezei prin șuntarea indusului

Am văzut că reglajul vitezei cu ajutorul unui reostat înserat în circuitul indusului constă în trecerea funcționării motorului de pe caracteristica sa mecanică naturală pe o caracteristică mecanică artificială sau de pe o caracteristică mecanică artificială pe o alta, aceste caracteristici artificiale corespunzînd la diferite rezistențe totale R_a ale circuitului indusului. Pe măsură ce rezistența totală R_a crește, deci pe măsură ce scade

viteza, rigiditatea caracteristicii obținute scade, caracteristica devenind din ce în ce mai moale, și, în același timp, scade și stabilitatea de funcționare pe caracteristica respectivă de viteză. În felul acesta stabilitatea de funcționare a motorului pe trepte de viteză redusă este mică.

Pentru a obține o funcționare mai stabilă la viteze reduse ale motorului, se folosește uneori metoda de reglare prin șuntarea indusului, ceea ce permite realizarea unor caracteristici de funcționare mai rigide la astfel de viteze.

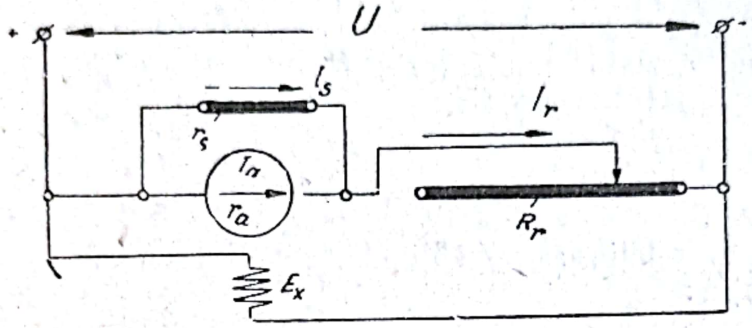


Fig. 5-5. Schema reglării vitezei prin șuntarea indusului

Metoda servește și pentru micșorarea vitezei înainte de oprirea unei acționări electrice, ceea ce asigură o oprire exactă a acționării.

Metoda de reglare a vitezei prin șuntarea indusului se realizează cu ajutorul unui montaj ca acela arătat în schema din fig. 5-5. În această schemă: r_a și I_a reprezintă rezistența înfășurării indusului și curentul din această înfășurare; r_s și I_s, rezistența cu care se șuntează indusul și curentul din această rezistență; R_r și I_r, rezistența unui reostat de reglaj din circuitul indusului și curentul din acest reostat.

Scriind ecuația echilibrului electric al circuitului indusului reprezentat în schema din fig. 5-5, obținem relația

$$U = E + r_a I_a + R_r \cdot I_r \ . \tag{5-11}$$

Pe de altă parte

$$U = r_s I_s + R_r \cdot I_r \tag{5-12}$$

și

$$I_r = I_a + I_s \ . \tag{5-13}$$

Din relația (5-12) rezultă:

$$I_s = \frac{U - R_r \cdot I_r}{r_s} \ . \tag{5-14}$$

Înlocuind această valoare a curentului I_s ce trece prin rezistența r_s cu care s-a șuntat indusul în relația (5-13), obținem:

$$I_r = I_a + \frac{U - R_r \cdot I_r}{r_s} \ ,$$

sau

$$I_r = \frac{U + r_s I_a}{r_s + R_r} \cdot \tag{5-15}$$

Introducînd acum valoarea curentului I_r, dată de relația (5-15), în relația (5-11) și rezolvînd în raport cu forța electromotoare E, obținem:

$$E = U \frac{r_s}{r_s + R_r} - I_a \left(r_a + \frac{R_r r_s}{r_s + R_r} \right) \cdot \tag{5-16}$$

Împărțind această ecuație prin $K_E \cdot \Phi = C_E$, obținem, ținînd seama că $E : C_E = n$ și $U : C_E = n_0$:

$$n = n_0 \frac{r_s}{r_s + R_r} - \frac{I_a}{C_E} \left(r_a + \frac{R_r \cdot r_s}{r_s + R_r} \right) \cdot \tag{5-17}$$

Notînd, în relația astfel obținută, raportul dintre r_s și $r_s + R_r$ cu k, obținem relația:

$$n = k n_0 - \frac{I_a}{C_E} (r_a + k R_r) , \tag{5-18}$$

care reprezintă ecuația caracteristicii de reglaj corespunzătoare schemei din fig. 5-5.

Ținînd seama că

$$M = K_M \Phi I_a = C_M I_a ,$$

ecuația (5-18) a caracteristicii de reglaj se mai poate pune și sub forma:

$$n = k n_0 - \frac{M}{C_E \cdot C_M} (r_a + k R_r) . \tag{5-19}$$

Din analiza acestei din urmă ecuații a caracteristicii artificiale a unui motor cu excitația derivație (sau cu excitația separată) al cărui indus este șuntat, rezultă următoarele:

— Caracteristica în chestiune este o linie dreaptă, dat fiind că $(r_a + k R_r) : C_E C_M$ și $k n_0$ sînt niște constante pentru anumite valori ale rezistenței r_s a șuntului și R_r ale reostatului de reglaj.

— Ordonata la origine $k n_0$ a acestei caracteristici, în care coeficientul k, dat de relația

$$k = \frac{r_s}{r_s + R_r} ,$$

este întotdeauna mai mic decît unitatea, ordonată la origine care reprezintă viteza la mersul în gol al motorului șuntat, este mai mică decît ordonata la origine n_0 a caracteristicilor mecanice (naturală și artificiale), corespunzătoare diferitelor valori ale rezistenței $R_a = r_a + R_r$, ale aceluiași motor, dar nesuntat.

— Coeficientul unghiular $(r_a + k R_r) : C_E \cdot C_M$ al caracteristicii artificiale a motorului șuntat în indusul căruia reostatul de reglaj introduce o

anumită rezistență R_r, este mai mic decît coeficientul unghiular $(r_a + R_r)$: $C_E \cdot C_M$ al caracteristicii artificiale ce se obține prin îndepărtarea șuntului, ceea ce rezultă din inegalitatea

$$r_a + k R_r < r_a + R_r ,$$

inegalitate evidentă dacă se ține seama că $k < 1$. De aici urmează că caracteristica mecanică artificială a motorului șuntat este mai rigidă decît caracteristica mecanică artificială a motorului nesuntat.

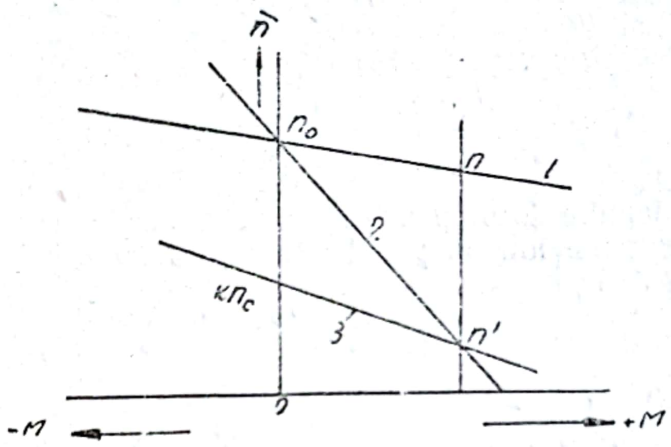


Fig. 5-6. Caracteristica artificială a unui motor cu excitația derivație cu indusul șuntat

Concluziile de mai sus s-ar fi putut scoate și din fig. 5-6 în care sînt date trei caracteristici 1, 2 și 3 ale unui motor de curent continuu cu excitația derivație (sau cu excitație separată) la care înfășurarea indusului are rezistența r_a din care: caracteristica 1 reprezintă caracteristica mecanică naturală a motorului; caracteristica 2 reprezintă caracteristica mecanică artificială a motorului, corespunzătoare unei rezistențe R_r introduse în circuitul indusului de reostatul de reglaj; iar caracteristica 3 reprezintă caracteristica mecanică artificială pentru aceeași valoare a rezistenței reostatului de reglaj, dar cu indusul șuntat printr-o rezistență r_s.

Din examinarea caracteristicilor reprezentate în fig. 5-6, reiese limpede că se poate trece de la viteza de bază n, corespunzătoare funcționării motorului cu un anumit cuplu M pe caracteristica sa naturală, la o viteză de rotație redusă n', corespunzătoare aceluiași cuplu, numai prin introducerea rezistenței R_r în circuitul indusului, fără a șunta indusul. Motorul va funcționa, în acest caz, pe caracteristica mecanică artificială 2.

Funcționarea, însă, a motorului pe această caracteristică a cărei înclinare este foarte mare, este puțin stabilă. Șuntînd indusul, odată cu introducerea rezistenței R_r în circuitul acestuia, motorul va funcționa, la același cuplu M, cu aceeași viteză redusă n', pe caracteristica artificială 3 a cărei înclinare este mică. Funcționarea motorului, în acest caz, va fi deci stabilă.

Inclinarea caracteristicii mecanice artificiale ce se obține prin șuntarea indusului, deci rigiditatea acestei caracteristici depinde, după cum reiese din ecuația (5-19), de coeficientul k, deci de valorile rezistențelor r_s și

R_r. Schimbînd valorile acestor rezistențe, se schimbă și înclinarea caracteristicilor artificiale obținute prin șuntarea indusului.

Astfel, păstrînd constantă rezistența r_s cu care se șuntează indusul și schimbînd valorile rezistenței R_r introduse în circuitul acestuia de reostatul de reglaj, conform schemei din fig. 5-5, coeficientul

$$k = \frac{r_s}{r_s + R_r}$$

este un parametru care variază odată cu rezistența R_r. În consecință, coeficienții $k\ n_0$ și $(r_a + k R_r) : C_E \cdot C_M$ sînt și ei parametri variabili cu rezistența R_r și, deci, ecuația (5-19)

$$n = k n_0 - \frac{r_a + k R_r}{C_E \cdot C_M} M \qquad (5\text{-}19)$$

va reprezenta o familie de drepte. Vom arăta că toate dreptele din această familie sînt concurente într-un punct situat pe caracteristica naturală

$$n = n_0 - \frac{r_a}{C_E \cdot C_M} M \qquad (5\text{-}20)$$

a motorului.

Pentru aceasta, să considerăm dintre caracteristicile reprezentate de ecuația (5-19) pe aceea corespunzătoare valorii $R_r = \infty$ a rezistenței reostatului de reglaj. Ecuația acestei caracteristici, ținînd seama că pentru $R_r = \infty$

$$k n_0 = \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 = 0$$

și

$$r_a + k R_r = r_a + \frac{r_s \cdot R_r}{r_s + R_r} = r_a + r_s\ , \qquad (5\text{-}21)$$

este

$$n = -\frac{r_a + r_s}{C_E \cdot C_M} M. \qquad (5\text{-}22)$$

Intersecția acestei caracteristici, care reprezintă o dreaptă ce trece prin originea axelor de coordonate, cu caracteristica naturală a motorului este un punct A de pe această caracteristică naturală, punct ale cărui coordonate (M_A, n_A) se determină rezolvînd ecuațiile (5-20) și (5-22). Prin eliminarea vitezei de rotație n dintre aceste două ecuații, obținem relația

$$n_0 - \frac{r_a}{C_E \cdot C_M} M = -\frac{r_a + r_s}{C_E C_M} M\ ,$$

din care rezultă imediat abscisa M_A a punctului de intersecție A

$$M_A = -\frac{C_E C_M}{r_s} n_0 \qquad (5\text{-}23)$$

Introducînd valoarea aceasta a cuplului M în ecuaţia (5-20), rezultă imediat ordonata punctului A

$$n_A = n_0 + \frac{C_E C_M}{r_s} n_0 \cdot \frac{r_a}{C_E C_M} = n_0 \frac{r_s + r_a}{r_s} . \qquad (5\text{-}24)$$

Este deajuns acum să arătăm că ecuaţia (5-19) este satisfăcută de coordonatele M_A şi n_A ale punctului A, oricare ar fi valoarea rezistenţei R_r, pentru a arăta că toate dreptele din familia de drepte reprezentată de această ecuaţie sînt concurente în punctul A. Avem într-adevăr, înlocuind pe M şi n din ecuaţia (5-19) cu valorile M_A şi n_A date de relaţiile (5-23) şi (5-24) :

$$n_0 \frac{r_s + r_a}{r_s} = \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 + \left(r_a + \frac{r_s R_r}{r_s + R_r} \right) \frac{C_E C_M}{r_s \cdot C_E C_M} n_0$$

sau :

$$n_0 \left(\frac{r_s + r_a}{r_s} - \frac{r_s}{r_s + R_r} - \frac{r_a}{r_s} - \frac{R_r}{r_s + R_r} \right) = n_0 \left(\frac{r_s}{r_s} - \frac{r_s + R_r}{r_s + R_r} \right) = 0$$

În fig. 5-7 sînt trasate cîteva drepte din familia caracteristicilor date de ecuaţia (5-19) în care coeficientul k este un parametru variabil cu rezistenta R_r, rezistenţa de şuntare rămînînd constant egală cu r_s. Toate aceste drepte se întîlnesc în punctul A ale cărui coordonate sînt date de relaţiile (5-23) şi (5-24).

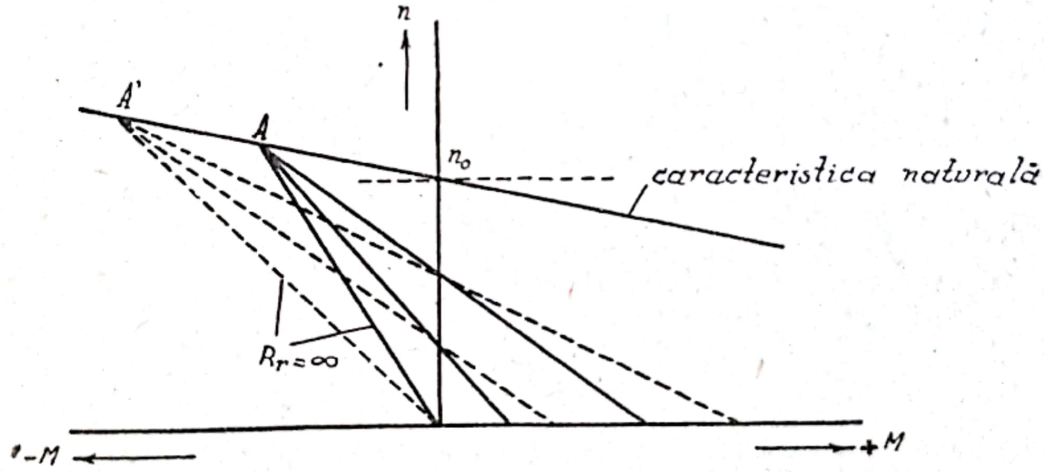


Fig. 5-7. Familia caracteristicilor motorului cu excitaţia derivaţie şuntat pentru $r_s = ct$ şi R_r variabil

Dacă se dau rezistenţei de şuntare alte valori r'_s, r''_s,.... şi se variază rezistenţa R_r a reostatului de reglaj, ecuaţia (5-19) va reprezenta noi familii de drepte, din aceeaşi categorie ca şi familia de drepte studiată mai sus. Astfel pentru o nouă valoare r'_s a rezistenţei de şuntare, punctul de intersecţie A' a noii familii de drepte va avea coordonatele

$$M'_A = - \frac{C_E \cdot C_M}{r'_s}$$

și

$$n_A' = n_0 \frac{r_s' + r_a}{r_s'}$$

În fig. 5-7 sînt trasate și cîteva din dreptele acestei noi familii, corespunzătoare noii rezistențe de șuntare a indusului.

Este de observat că punctele de concurență A, A', A'', ... a dreptelor din diferitele familii din această categorie, avînd abscisele negative și ordonatele pozitive, corespund funcționării motorului în regim de generator. În cazul limită cînd $R_r = \infty$, cu alte cuvinte, atunci cînd motorul este deconectat de la rețea, întreaga energie debitată de generator este consumată în rezistența cu care este șuntat indusul motorului.

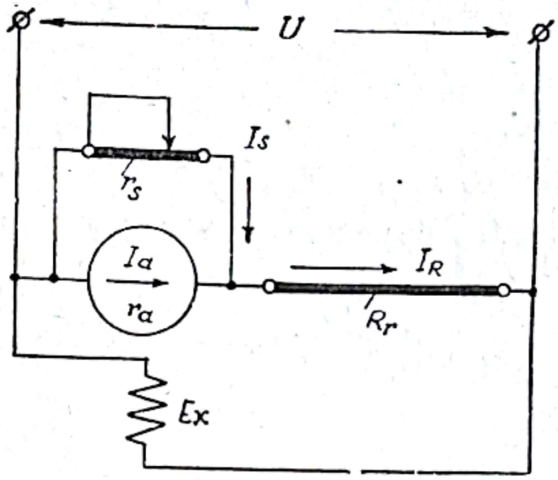


Fig. 5-8. Schema reglării vitezei prin șuntarea indusului

Dacă, însă păstrăm constantă rezistența R_r introdusă de reostatul de reglaj în circuitul indusului și variem rezistența de șuntare conform schemei din fig. 5-8, atunci coeficientul

$$k = \frac{r_s}{r_s + R_r}$$

este un parametru care variază odată cu rezistența r_s și ecuația (5-19) va reprezenta o familie de drepte, de o nouă categorie, dreptele acestei familii fiind concurente într-un punct situat în cadranul al patrulea al axelor de coordonate.

Pentru a arăta că într-adevăr dreptele din această nouă familie de drepte se intersectează într-un punct situat în cadranul al IV-lea, procedăm în felul următor.

Considerăm caracteristica mecanică artificială corespunzătoare rezistenței R_r inserată în circuitul indusului, acesta nefiind șuntat:

$$n = n_0 - \frac{r_a + R_r}{C_E \cdot C_M} M \qquad (5\text{-}25)$$

și caracteristica artificială corespunzătoare unei valori zero a șuntului:

$$n = \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 - \frac{r_a + \frac{r_s}{r_s + R_r} R_r}{C_E C_M} M = - \frac{r_a}{C_E C_M} M \cdot \qquad (5\text{-}26)$$

Aceste două caracteristici se taie într-un punct B ale cărui coordonate se determină rezolvînd ecuațiile (5-25) și (5-26). Eliminînd pe n între aceste două ecuații obținem:

$$n_0 - \frac{r_a + R_r}{C_E C_M} M = - \frac{r_a}{C_E C_M} M ,$$

de unde scoatem abscisa M_B a punctului de intersecție B:

$$M_B = \frac{C_E C_M}{R_r} n_0 \qquad (5\text{-}27)$$

Introducînd această valoare a cuplului M în ecuația (5-26), se obține ordonata punctului B:

$$n_B = - \frac{r_a}{C_E C_M} \cdot \frac{C_E C_M}{R_r} n_0 = - \frac{r_a}{R_r} n_0 \qquad (5\text{-}28)$$

Vom arăta acum că aceste coordonate M_B și n_B ale punctului B care, avînd abscisa pozitivă și ordonata negativă, se găsește în cadranul IV al axelor de coordonate, satisfac ecuația (5-19) oricare ar fi valoarea rezistenței r_s a șuntului.

Într-adevăr, introducînd în această ecuație, în care punem în evidență expresia coeficientului k:

$$n = \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 - \frac{r_a + \frac{r_s}{r_s + R_r} R_r}{C_E C_M} M ,$$

coordonatele punctului B, obținem relația:

$$- \frac{r_a}{R_r} n_0 = \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 - \frac{r_a}{C_E C_M} \cdot \frac{C_E C_M}{R_r} n_0 - \frac{r_s R_r}{(r_s + R_r) C_E C_M} \frac{C_E C_M}{R_r} n_0$$

sau

$$\frac{r_a}{R_r} n_0 + \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 - \frac{r_a}{R_r} n_0 - \frac{r_s}{r_s + R_r} n_0 = 0 ,$$

care este evident o identitate.

În fig. 5-9 sînt trasate cîteva drepte din familia caracteristicilor date de ecuația (5-19) în care coeficientul k este un parametru variabil cu rezistența r_s, rezistența introdusă de reostatul de reglaj rămînînd constant egală cu R_r. Toate aceste drepte se întîlnesc în punctul B, situat în cadranul al IV-lea al axelor de coordonate, punct ale cărui coordonate sînt date de relațiile (5-27) și (5-28).

Scanned with OKEN Scanner

Dacă se atribuie rezistenței reostatului de reglaj alte valori R_r', R_r'', R_r''',... și se variază rezistența r_s de șuntare a indusului, ecuația (5-19) va reprezenta noi familii de drepte din aceeași categorie ca a aceleia studiată recent. Astfel, pentru valoarea R_r' a reostatului de reglaj, punctul de intersecție B' a dreptelor din familie va avea coordonatele:

$$M_B' = \frac{C_E \cdot C_M}{R_r'} n_0$$

și

$$n_B' = -\frac{r_a}{R_r'} n_0 .$$

În fig. 5-9 sînt trasate și cîteva din dreptele acestei noi familii corespunzătoare noii valori a rezistenței reostatului de reglaj.

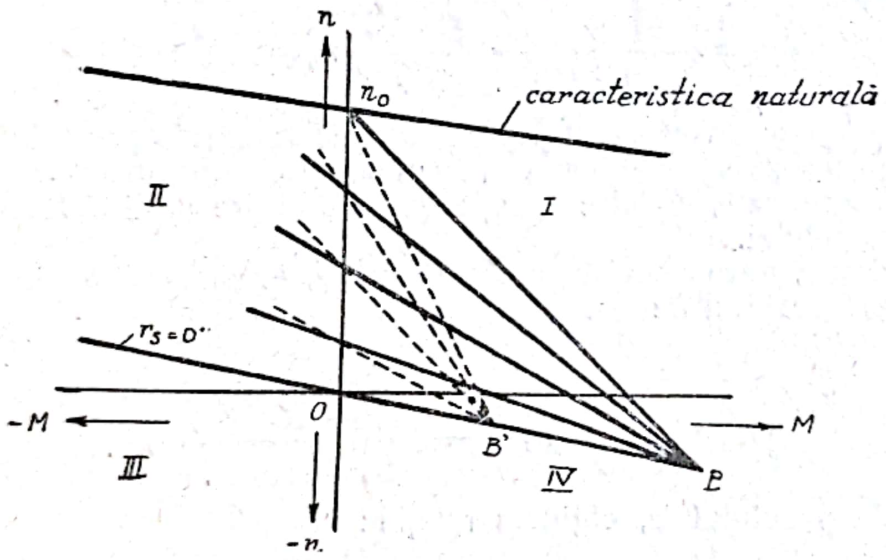


Fig. 5-9. Familia caracteristicilor motorului cu excitația derivație pentru r_s variabil și R_r = const.

Este de observat că punctele de concurență B, B', B'',... a dreptelor din diferitele familii ale acestei noi categorii, fiind situate în cadranul al IV-lea al axelor de coordonate, corespund funcționării motorului în regim de motor cu cuplare inversă.

Gama de reglaj a vitezei prin această metodă de reglare ajunge la 4 : 1 sau chiar 5 : 1.

Fluxul magnetic în această metodă de reglare rămînînd constant, pentru ca motorul să fie bine utilizat, cu alte cuvinte, pentru a putea menține tot timpul curentul din indus la valoarea sa nominală, este mai rațional din punct de vedere economic să se facă reglajul sub un cuplu constant. Aceasta nu înseamnă că reglajul nu se poate face sub sarcină constantă.

Scanned with OKEN Scanner

Metoda de reglaj prin șuntarea indusului, deși prezintă marele avantaj al unei funcționări stabile, nu se folosește decît pentru acționări de putere relativ mică, deoarece randamentul reglajului, datorită pierderilor mari de putere în rezistențele r_s și R_r, este mic. Metoda se folosește, în schimb, așa după cum s-a pomenit deja, pentru reducerea prealabilă a vitezei înainte de oprirea unei acționări, ceea ce permite o oprire exactă a acesteia.

Exemplul 5-1. Se dă un motor de curent continuu cu excitația derivație ale cărui caracteristici sînt următoarele: : $P_n = 10$ kW, $U = 220$ V, $I_{an} = 52{,}2$ A, $n_n = 2250$ rotații pe minut și $r_a = 3{,}5\ \%\ r_n$. Motorul fiind reglat prin șuntarea indusului, se cere să se determine valoarea rezistenței de șuntare de care avem nevoie pentru a obține la cuplul nominal al motorului o viteză $n = 150$ rot/min, cunoscînd că rezistența de care dispunem pentru a o lega în serie cu indusul este de 0,65 Ω.

Soluție: Se determină rezistența nominală a motorului:

$$r_n = \frac{U}{I_{an}} = \frac{220}{52{,}2} = 4{,}215\ \Omega$$

și se deduce rezistența înfășurării indusului:

$$r_a = 3{,}5\,\%\, r_n = \frac{3{,}5}{100} \cdot 4{,}215 = 0{,}148\ \Omega\ .$$

Cunoscînd rezistența r_a a înfășurării indusului se pot determina constantele C_E și C_M:

$$C_E = \frac{U - r_a I_{an}}{n_n} = \frac{220 - 0{,}148 \cdot 52{,}2}{2250} = 0{,}0943$$

și

$$C_M = \frac{C_E}{1{,}03} = \frac{0{,}0943}{1{,}03} = 0{,}0916$$

Cu ajutorul constantelor C_E și C_M determinăm viteza n_0 la mersul în gol ideal și cuplul nominal M_n al motorului:

$$n_0 = \frac{U}{C_E} = \frac{220}{0{,}0943} = 2344\ \text{rot/min}$$

și

$$M_n = C_M \cdot I_{an} = 0{,}0916 \cdot 52{,}2 = 4{,}78\ \text{kgm}\ .$$

Din ecuația (5-19) a caracteristicii de reglaj scoatem expresia coeficientului k în funcție de n, n_0, M, r_a, R_r și de constantele C_E și C_M:

$$k = \frac{n + \dfrac{r_a}{C_E C_M} M}{n_0 - \dfrac{R_r}{C_E C_M} M},$$

iar din această expresie se deduce valoarea numerică a coeficientului k:

$$k = \frac{150 + \frac{0{,}148}{0{,}0943 \cdot 0{,}0916} 4{,}78}{2344 - \frac{0{,}65}{0{,}0943 \cdot 0{,}0916} 4{,}78} = 0{,}117$$

Ținînd seama de relația de definiție a acestui coeficient

$$k = \frac{r_s}{r_s + R_r},$$

determinăm, în sfîrșit, rezistența căutată a șuntului:

$$r_s = \frac{k}{1-k} R_r = \frac{0{,}117}{0{,}883} \times 0{,}65 = 0{,}098\ \Omega$$

B. MOTOARELE DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIA SERIE

Reglarea vitezei de rotație a motoarelor de curent continuu cu excitația serie se poate realiza prin următoarele patru metode: prin inserarea unor rezistențe în circuitul motorului; prin modificarea tensiunii aplicate la bornele motorului; prin șuntarea indusului și prin variația curentului de excitație.

5-6. Reglarea vitezei motoarelor cu excitația serie prin înserarea unor rezistențe în circuitul motorului

Din relația cunoscută:

$$n = \frac{U - R_a I}{K_E \Phi},$$

care dă viteza de rotație a unui motor de curent continuu, se vede limpede că prin mărirea rezistenței totale R_a a circuitului unui motor cu excitația serie se obține o reducere a vitezei sale de rotație. Reglajul acesta prin mărirea rezistenței R_a, deci prin introducerea unor rezistențe în circuitul motorului, reglaj care se poate face numai în sensul micșorării vitezei de rotație față de viteza de bază, se realizează cu ajutorul unui reostat de reglaj.

Reostatul de reglaj trebuie calculat, așa cum s-a arătat și în cazul motoarelor cu excitația derivație sau cu excitație separată, pentru o funcționare de lungă durată.

După cum s-a văzut în capitolul III, la studiul caracteristicilor mecanice artificiale ale motorului cu excitația serie, caracteristici obținute prin introducerea unor rezistențe exterioare în circuitul motorului, caracteristicile mecanice au o înclinare cu atît mai mare cu cît rezistența introdusă în circuit de reostatul de reglaj este mai mare. De aici urmează că stabilitatea de funcționare descrește pe măsură ce crește rezistența introdusă în circuit de acest reostat de reglaj. Pentru obținerea unor caracteristici mai rigide la viteze reduse și, deci, pentru mărirea gamei de reglaj, se folosește metoda de reglare prin șuntarea indusului.

Scanned with OKEN Scanner

Randamentul reglajului prin inserarea în circuitul motorului a rezistențelor reostatului de reglaj, datorită pierderilor mari în aceste rezistențe, este scăzut. Totuși, această metodă de reglare este folosită pe o scară întinsă la acționarea instalațiilor de tracțiune și la acționarea macaralelor, în care reglajul se face cu intermitențe, fiind una din cele mai simple metode de reglare a vitezei în aceste acționări.

5-7. Reglarea vitezei motoarelor prin modificarea tensiunii aplicate la borne

În tracțiunea electrică, în cazul instalațiilor cu mai multe motoare, metoda aceasta de reglare este folosită în mod curent. Astfel, la o locomotivă cu patru motoare, acestea se pot lega în serie, în serie-paralel și în derivație. În cazul legării în serie, tensiunea aplicată la bornele fie-

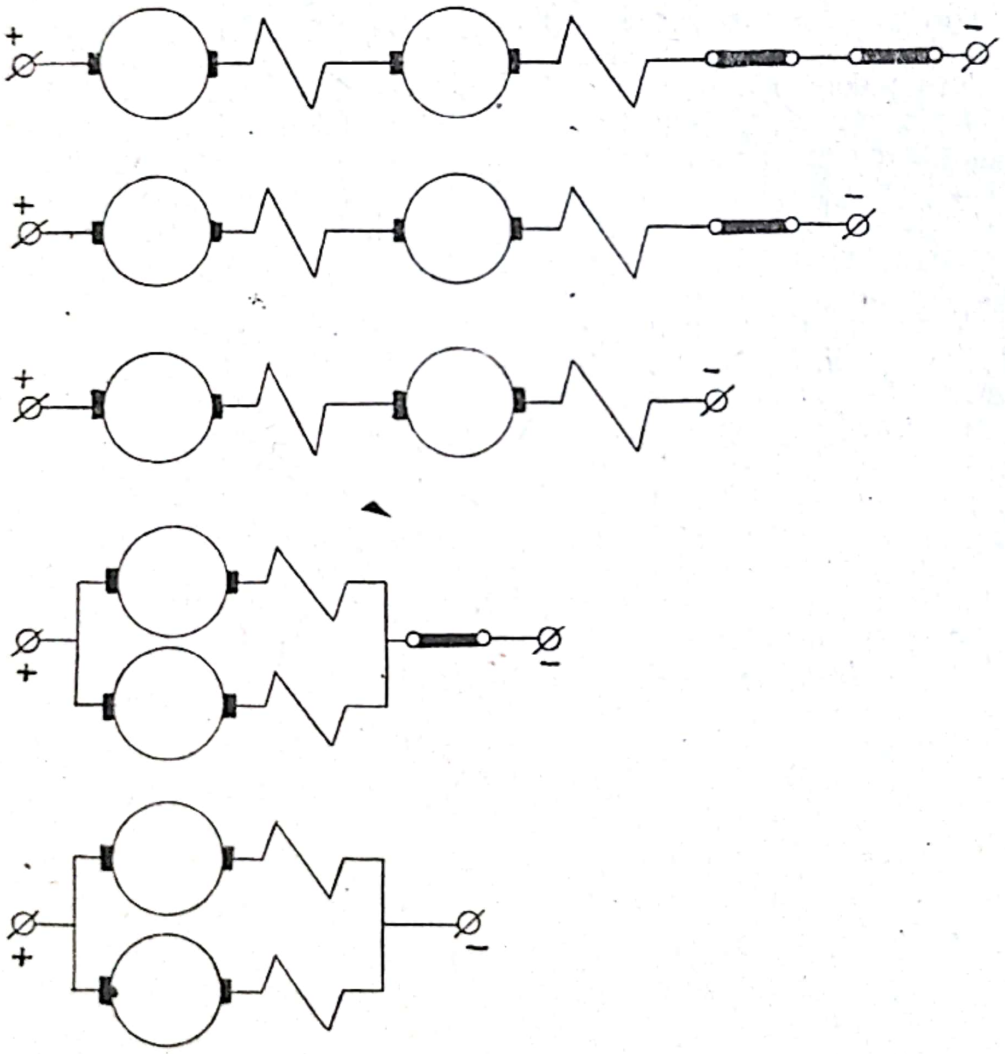


Fig. 5-10. Schema comutărilor pentru reglarea vitezei a două motoare identice cu excitația serie

cărui motor este numai un sfert din tensiunea rețelei de alimentare. În cazul legării motoarelor în serie-paralel tensiunea aplicată la bornele

Randamentul reglajului prin înserarea în circuitul motorului a rezistențelor reostatului de reglaj, datorită pierderilor mari în aceste rezistențe, este scăzut. Totuși, această metodă de reglare este folosită pe o scară întinsă la acționarea instalațiilor de tracțiune și la acționarea macaralelor, în care reglajul se face cu intermitențe, fiind una din cele mai simple metode de reglare a vitezei în aceste acționări.

5-7. Reglarea vitezei motoarelor prin modificarea tensiunii aplicate la borne

În tracțiunea electrică, în cazul instalațiilor cu mai multe motoare, metoda aceasta de reglare este folosită în mod curent. Astfel, la o locomotivă cu patru motoare, acestea se pot lega în serie, în serie-paralel și în derivație. În cazul legării în serie, tensiunea aplicată la bornele fie-

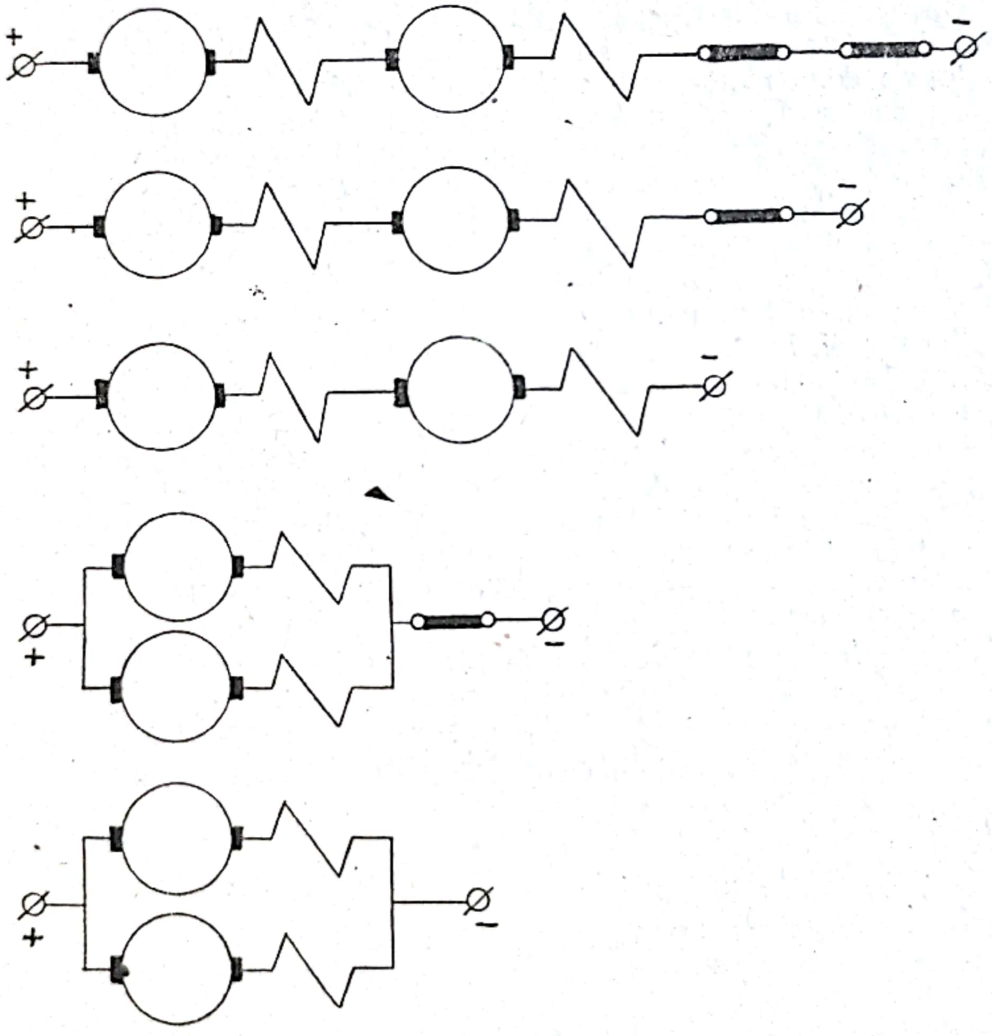


Fig. 5-10. Schema comutărilor pentru reglarea vitezei a două motoare identice cu excitația serie

cărui motor este numai un sfert din tensiunea rețelei de alimentare. În cazul legării motoarelor în serie-paralel tensiunea aplicată la bornele

motoarelor este jumătate din tensiunea rețelei de alimentare, iar în cazul legării lor în derivație tensiunea aplicată la borne este egală cu tensiunea rețelei. În felul acesta, ținînd seama de formula

$$n = \frac{U - R_a I}{K_E},$$

care dă viteza de rotație a motoarelor de curent continuu, se obțin trei trepte de variație a vitezelor: una în cazul legării în serie a motoarelor, alta în cazul legării lor în serie-paralel și a treia în cazul legării în derivație.

Metoda aceasta de reglare se folosește nu numai în instalațiile de tracțiune electrică, ci în cazul oricărui mecanism executor pus în mișcare de mai multe motoare, obișnuit de două. Folosirea a două motoare de putere egală în locul unuia singur de putere dublă, folosire curent întîlnită în acționările electrice, servește la micșorarea momentului de volant și, deci, la micșorarea duratei de pornire sau de frînare a acționării. Se mai folosesc două motoare în acționările electrice în cazul cînd este mai comodă plasarea a două motoare de gabarit mai mic în locul unuia singur de gabarit mare sau, în sfîrșit, pentru obținerea unei siguranțe mărite în exploatare, cînd unul din cele două motoare stă în rezervă în timpul funcționării în regim permanent a acționării. În acest caz, însă, fiecare din motoare trebuie să aibă o putere care să asigure exploatarea în acest regim.

Acționarea cu două motoare este întîlnită la macaralele puternice folosite în turnătorii, la ascensoare, la foarfecele pentru tăiat metale, la tramvaie etc. Cele două motoare ale acționării sînt montate pe același arbore.

Folosirea acționărilor cu două motoare montate pe același arbore prezintă, după cum s-a arătat în vol. II al acestei lucrări, mari avantaje economice, putîndu-se obține două trepte de reglaj fără pierderile de energie care au loc în cazul reglării cu ajutorul reostatelor de reglaj. Într-adevăr, legînd motoarele în serie la rețea, se obține o treaptă de viteză redusă și unul din motoare, care consumă ca și celălalt în mod util energia primită de la rețea, joacă rolul pe care îl are rezistența unui reostat de reglaj, rezistență necesară pentru a reduce la jumătate tensiunea la bornele motorului și în care au loc pierderi mari de energie.

Pentru a obține trepte intermediare de reglare a vitezei între cele două trepte realizate prin legarea în paralel sau în serie a motoarelor, se folosesc și reostate de reglaj.

5-8. Reglarea vitezei prin șuntarea indusului

Reglarea vitezei prin șuntarea indusului, reglare care reduce viteza de rotație a motorului sub viteza de bază, se poate realiza cu ajutorul schemelor din fig. 5-11.

Reducerea vitezei în cazul schemei din fig. 5-11 *a* este datorită căderii de tensiune în rezistența R_r a reostatului de reglaj, rezistență prin care trece un curent I_r egal cu suma dintre curentul de sarcină I_a care străbate atît înfășurarea indusului cît și înfășurarea de excitație și dintre curentul I_s din rezistența r_s cu care este șuntat indusul. Pentru încărcări mici ale motorului, caracteristicile ce se obțin se apropie asimptotic de axa ordona-

telor ca şi caracteristicile mecanice artificiale ale motorului neşuntat. Rigiditatea lor este mică şi pericolul ambalării motorului nu este înlăturat.

De aceea este mai avantajoasă reglarea vitezei motorului după schema din fig. 5-11 *b*, cu ajutorul căreia reducerea vitezei se realizează prin creşterea fluxului magnetic, determinată de curentul mărit

$$I_e = I_a + I_s \qquad (5\text{-}29)$$

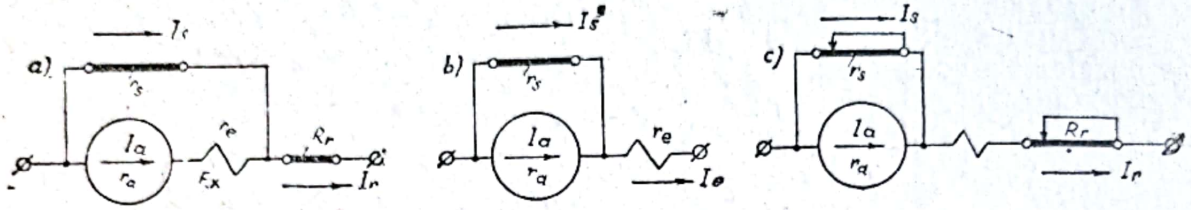


Fig. 5-11. Scheme de reglare a vitezei unui motor cu excitaţia serie prin şuntarea indusului

care traversează înfăşurarea de excitaţie. Caracteristicile care se obţin în acest caz nu mai sînt asimptote la axa ordonatelor, ci intersectează această axă în puncte a căror ordonată reprezintă viteza n_0 de mers în gol ideal.

Într-adevăr, să considerăm cazul limită cînd curentul de sarcină I_a care traversează înfăşurarea indusului este zero. În acest caz, căderea de tensiune $r_s I_s$ din rezistenţa r_s cu care se şuntează indusul este egală cu forţa electromotoare E a motorului. Egalitatea

$$E = K_E \Phi n_0 = r_s I_s$$

a acestor două mărimi determină viteza n_0 de mers în gol ideal a motorului

$$n_0 = \frac{r_s I_s}{K_E \Phi} . \qquad (5\text{-}30)$$

Dacă se neglijează saturaţia circuitului magnetic al maşinii şi se admite că fluxul Φ este proporţional cu curentul de excitaţie I_e, care în acest caz este egal cu curentul I_s:

$$\Phi = \alpha I_e = \alpha I_s ,$$

atunci viteza n_0 la mersul în gol ideal este dată de relaţia

$$n_0 = \frac{r_s I_s}{K_E \alpha I_s} = \frac{r_s}{\alpha K_E} .$$

Cu alte cuvinte, ne putem alege o rezistenţă r_s de şuntare a indusului astfel încît să reducem mult viteza la mersul în gol ideal şi, prin aceasta, să obţinem nişte caracteristici de reglaj cu înclinare mică chiar în cazul unor curenţi de sarcină extrem de mici.

De fapt însă, micşorarea vitezei la mersul în gol ideal este limitată de saturaţia circuitului magnetic al maşinii, ceea ce reprezintă un dezavantaj al metodei.

Schema din fig. 5-11 *c* reprezintă o combinaţie a schemelor *a* şi *b* din aceeaşi figură. Ea permite reglarea vitezei, pe de o parte, prin micşorarea

tensiunii aplicate la bornele motorului, iar pe de altă parte, prin creșterea fluxului magnetic.

Astfel, la un curent de sarcină I_a dat, variind rezistența r_s a șuntului, se obțin diferite valori pentru curentul de excitație I_r:

$$I_r = I_a + I_s .$$

În felul acesta se poate reduce viteza motorului, față de viteza de bază, în limite destul de largi care depind, pe de o parte, de raportul dintre rezistențele r_s și R_r, iar pe de altă parte de saturația mașinii. Caracteristicile mecanice obținute sînt de o mare rigiditate.

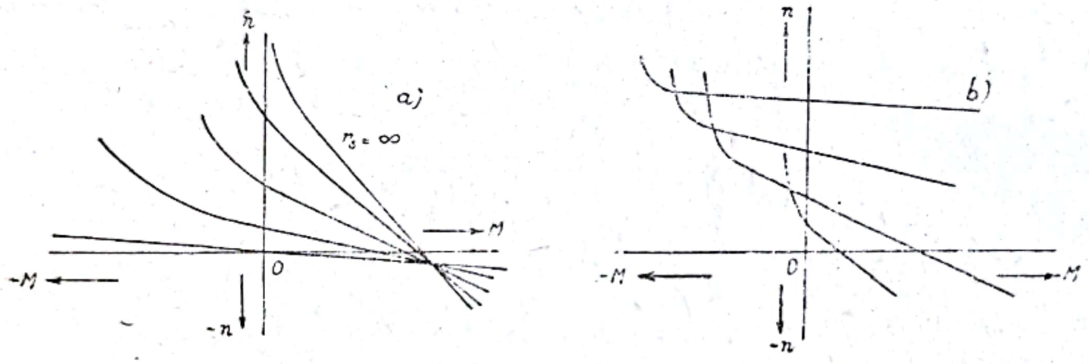


Fig. 5-12. Caracteristicile mecanice ale motorului cu excitația serie cu indusul șuntat

În fig. 5-12 *a* sînt date caracteristicile mecanice ce se pot obține cu ajutorul schemei din fig. 5-11 *c*, atunci cînd rezistența R_r a reostatului de reglaj se menține constantă și se variază numai rezistența r_s cu care se șuntează indusul. Aceste caracteristici sînt concurente într-un punct B situat în cadranul al patrulea al axelor de coordonate ca și caracteristicile mecanice ale unui motor cu excitația derivație cu indusul șuntat, la care r_s este variabil și R_r constant.

Aceste caracteristici sînt limitate în partea de sus de caracteristica care se obține făcînd rezistența r_s a șuntului infinită, ceea ce echivalează cu neșuntarea indusului, iar în partea de jos de caracteristica care se obține făcînd rezistența r_s a șuntului egală cu zero. Prima din aceste caracteristici limită este caracteristica mecanică artificială a motorului serie neșuntat, corespunzătoare rezistenței constante R_r introdusă de reostatul de reglaj în circuitul mașinii. Cea de a doua caracteristică limită corespunde unei tensiuni $r_s I_s = 0$ aplicată la bornele înfășurării indusului. Ea corespunde, de fapt, funcționării unui motor cu excitația derivație al cărui circuit de excitație, în care este înserată rezistența constantă R_r, este legat la rețea și al cărui circuit principal este deschis. Cu alte cuvinte, caracteristica în chestiune este aceea a unui motor de curent continuu cu excitația derivație sau cu excitație separată funcționînd în regim de generator cu frînare dinamică fără rezistență exterioară.

În fig. 5-12 *b* sînt date cararacteristicile mecanice obținute cu ajutorul schemei din fig. 5-11 *c*, atunci cînd se păstrează constantă rezistența r_s cu care este șuntat motorul și se variază rezistența R_r a reostatului de reglaj.

Cazul limită $R_r = \infty$ este echivalent cu deconectarea motorului de la rețea, cînd, evident, motorul nu dezvoltă nici un cuplu. Caracteristica corespunzătoare acestui caz limită este, deci, dată de relația $M = 0$ și reprezintă axa ordonatelor. Cel de al doilea caz limită $R_r = 0$ corespunde funcționării motorului după schema din fig. 5-11 *b*, a cărui caracteristică are, după cum am văzut, o rigiditate destul de mare.

Rigiditatea caracteristicilor cuprinse între caracteristicile limită examinate, ca și viteza corespunzătoare de mers în gol ideal, este determinată de valoarea rezistenței r_s cu care este șuntat indusul.

Cînd viteza motorului depășește viteza de mers în gol ideal, cuplul M devine negativ și motorul lucrează în regim de generator. Cum, însă, forța electromotoare a mașinii nu poate depăși tensiunea rețelei, mașina nu va lucra în regim de generator cu recuperare, ci va debita întreaga energie produsă în rezistența de șuntare r_s.

Din cauza pierderilor de energie din rezistențele r_s și R_r, reglarea vitezei prin șuntarea indusului este neeconomică, de aceea metoda, deși funcționarea este stabilă și gama de reglaj de 4 : 1 sau chiar 5 : 1, nu se folosește decît atunci cînd scăderea vitezei, ca urmare a necesității reglării unei acționări, este de scurtă durată.

Dat fiind că motorul lucrează în condițiuni optime la o încărcare egală cu cea nominală sau la o încărcare apropiată de aceasta, este de preferat ca reglarea vitezei să se facă la cuplu constant.

5-9. Reglarea vitezei prin variația excitației

De fapt, metodele de reglare descrise mai sus, prin șuntarea indusului după schemele din figurile 5-11 *b* și 5-11 *c*, folosesc, pentru realizarea reglării vitezei, variația curentului de excitație.

O altă metodă de reglare bazată pe variația curentului de excitație este aceea a șuntării înfășurării de excitație conform schemei din fig. 5-13.

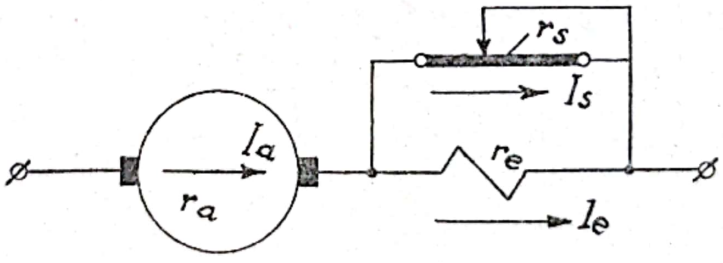


Fig. 5-13. Schema reglării unui motor cu excitația serie prin șuntarea excitației

Pentru un anumit curent de sarcină I_a, curentul de excitație

$$I_e = I_a - I_s$$

poate fi variat cu ajutorul unui reostat de reglaj care șuntează înfășurarea de excitație. Cu cît va fi mai mică rezistența r_s a acestui reostat de reglaj, cu atît mai mare va fi curentul I_s care trece prin reostat și, deci, cu atît mai mic va fi curentul de excitație.

Cum poziția normală a reostatului de reglaj este aceea care corespunde unei rezistențe $r_s = \infty$, cu alte cuvinte, poziției pentru care înfășurarea de excitație nu este șuntată, urmează că, prin reglare, această rezistență scade, ceea ce atrage după sine mărirea curentului I_s și, deci, micșorarea curentului de excitație. Rezultă că, prin reglare, fluxul scade, deci viteza de rotație crește față de viteza de bază.

Metoda aceasta de reglare are un foarte bun randament, pierderile din reostatul de reglaj fiind mici datorită faptului că rezistența r_s a acestui reostat, de același ordin de mărime ca și rezistența r_e a înfășurării de excitație, este mică. Se poate spune că aceste pierderi sînt cam de același ordin de mărime ca și pierderile dintr-un motor cu excitația derivație sau cu excitația separată, de aceeași putere ca și motorul serie, la care reglajul vitezei se face prin variația fluxului.

Metoda de reglare prin șuntarea înfășurării de excitație mai prezintă încă avantajul de a se putea face reglarea în mod economic sub sarcină constantă.

În schimb însă, gama de reglaj obținută prin folosirea acestei metode, este mică. Ea atinge abia valoarea 2 : 1 în cazul reglării vitezei sub putere constantă, fiind și mai scăzută în cazul reglării sub cuplu constant.

Reglarea vitezei motorului cu excitația serie prin șuntarea înfășurării de excitație a indusului este folosită la acționarea mecanismelor care necesită mărirea vitezei, față de viteza de bază, în cazul sarcinilor mici, cum ar fi, de exemplu, foarfecele unui bluming.

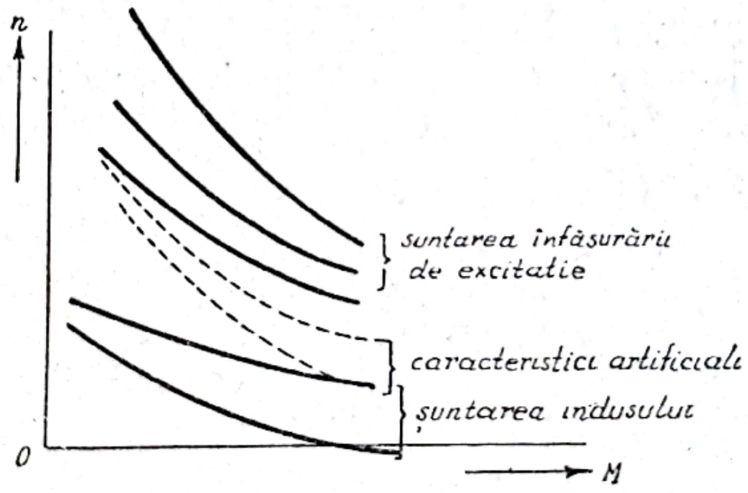


Fig. 5-14. Caracteristicile de reglare ale unui motor cu excitația serie

În fig. 5-14 este dată alura generală a caracteristicilor mecanice ale unui motor serie pentru toate metodele de reglare a vitezei, cu excepția caracteristicilor ce se obțin prin modificarea tensiunii, caracteristici a căror alură este, de altfel, aceeași ca a caracteristicilor mecanice artificiale, trasate punctat în figura pomenită mai sus, ce se obțin prin variația rezistenței unui reostat de reglaj legat în serie cu circuitul motorului.

C. MOTOARE DE CURENT ALTERNATIV

5-10. Generalități

Este de observat că, ori de cîte ori este nevoie într-o acționare electrică de un reglaj continuu sau de un reglaj între limite mari a vitezei, motorul de curent continuu este de neînlocuit și, de fapt, numărul acționărilor prin motoare de curent continuu se înmulțește.

Acționările prin motoare de curent continuu prezintă, însă, un mare dezavantaj: necesitatea redresării curentului alternativ în curent continuu, dat fiind că rețelele electrice sînt, aproape cu exclusivitate, rețele de curent alternativ.

Această necesitate a redresării curentului alternativ în curent continuu, pentru a putea utiliza motoarele care folosesc acest curent, atrage după sine, în primul rînd, un cost de primă instalație mai ridicat, în al doilea rînd, pierderi de energie în instalațiile de redresare a curentului și, în al treilea rînd, cheltuieli de întreținere și pentru instalațiile de redresare a curentului.

De aceea, ori de cîte ori este posibil, se folosesc motoarele de curent alternativ, chiar în acționările în care este nevoie de reglarea vitezei.

Dintre aceste motoare, cele mai răspîndite sînt motoarele asincrone, care au o construcție simplă, sînt robuste și foarte puțin pretențioase în exploatare.

Motoarele sincrone, adeseori folosite în acționările care nu au nevoie de un reglaj al vitezei, sînt prin natura lor motoare care trebuiesc înglobate în categoria motoarelor nereglabile, cu toate că s-ar putea regla și viteza lor prin variația frecvenței curentului de alimentare.

La motoarele de curent alternativ cu colector viteza poate fi reglată destul de continuu, dar aceste motoare avînd un preț ridicat, avînd calități departe de acelea ale celorlalte motoare și, în special, fiind foarte pretențioase în exploatare, sînt puțin folosite în instalațiile industriale.

Ținînd seama de cele spuse mai sus, ne vom ocupa în cele ce urmează numai de metodele de reglare a vitezei motorului asincron.

Dintre acestea cele mai folosite sînt următoarele: mărirea rezistenței circuitului rotoric prin introducerea unor rezistențe ale unui reostat de reglaj în acest circuit; schimbarea sau comutarea, cum se spune, a numărului de poli ai motorului; variația frecvenței curentului de alimentare și conectarea în cascadă a motoarelor asincrone.

În afara acestor metode, frecvent folosite, asupra cărora nu vom insista prea mult, ele fiind tratate și în volumul II al acestei lucrări, vom expune mai jos și alte metode de reglare, cum este, de exemplu, metoda introdusă în ultimii ani a cuplelor asincrone de alunecare.

5-11. Reglarea vitezei motorului asincron prin introducerea unor rezistențe în circuitul rotoric

Am văzut la studiul caracteristicilor mecanice artificiale ale motorului asincron că, pentru un același cuplu M dezvoltat de motor, alunecările motorului sînt proporționale cu rezistențele circuitului rotoric. Cu alte cuvinte, prin introducerea unei rezistențe exterioare în acest circuit, alunecarea motorului, pentru același cuplu M, crește față de alunecarea de pe

caracteristica sa mecanică naturală. Dar, prin creșterea alunecării sale, viteza motorului scade.

Așa dar, prin introducerea unei rezistențe în circuitul rotoric, avem posibilitatea să reglăm viteza motorului asincron.

Această metodă de reglaj, prin care viteza se micșorează față de viteza de bază, permite realizarea unei game de reglaj destul de mari și anume 2 : 1 sau chiar 3 : 1.

Continuitatea sau finețea reglajului depinde, evident, de numărul treptelor reostatului de reglaj : cu cît acest număr este mai mare cu atît reglajul vitezei este mai fin.

Inclinarea caracteristicilor $n = f\ (M)$ este, după cum s-a văzut la studiul acestor caracteristici, cu atît mai mare cu cît rezistența exterioară introdusă în circuitul rotoric este mai mare. Aceasta înseamnă că stabilitatea de funcționare a motorului scade pe măsura în care crește rezistența reostatului de reglaj. Acest fapt constituie unul din dezavantajele acestei metode de reglaj și el este acela care limitează mărirea gamei de reglaj.

Un al doilea dezavantaj al metodei și un dezavantaj foarte serios este randamentul scăzut al reglajului din cauza pierderilor mari de energie în rezistențele reostatului de reglaj.

In special, metoda este dezavantajoasă, din acest punct de vedere, în cazul cînd reglarea vitezei se face sub cuplu constant. Într-adevăr, notînd cu P puterea electromagnetică a motorului și cu P_2 puterea sa utilă, pierderile de putere

$$\Delta P = P - P_2$$

se pot scrie

$$\Delta P = P - P_2 = M\,(\Omega_1 - \Omega)$$

în care Ω_1 este viteza unghiulară de sincronism a motorului, măsurată în rad : sec, iar Ω este viteza unghiulară a rotorului. Cum, în cazul considerat, M este constant, se vede că pierderile cresc linear cu scăderea vitezei unghiulare Ω.

Din această cauză metoda de reglare prin folosirea unui reostat de reglaj înserat în circuitul rotorului se folosește, obișnuit, în cazul acționărilor la care perioadele de reglaj sînt scurte, cum ar fi, de exemplu, cazul acționării podurilor rulante.

5-12. Reglarea vitezei motorului asincron prin schimbarea numărului de poli

Viteza n a rotorului unui motor asincron este legată de viteza de sincronism n_1 și de alunecarea sa s prin relația cunoscută :

$$n = (1 - s)\, n_1\ . \qquad (5\text{-}31)$$

La rîndul său, viteza de sincronism este dată de relația

$$n_1 = \frac{60\, f_1}{p}\ , \qquad (5\text{-}32)$$

în care f_1 este frecvența rețelei de alimentare a motorului asincron, iar p numărul perechilor de poli ai înfășurării sale statorice. Introducînd în relația (5-31) valoarea frecvenței f_1 scoasă din relația (5-32), obținem:

$$n = (1 - s)\frac{60 f_1}{p}. \qquad (5\text{-}33)$$

Se vede din relația astfel obținută că este posibil să variem viteza n a motorului asincron, variind numărul perechilor de poli ai înfășurării statorice; iar pentru a putea varia numărul perechilor de poli, este deajuns să schimbăm legăturile, să comutăm legăturile din înfășurarea statorică, de unde și numele de comutare a numărului de poli. Astfel, dacă bobinele $a\,b$—$c\,d$ și $a_1\,b_1$ — $c_1\,d_1$ ale unei faze a statorului motorului asincron,

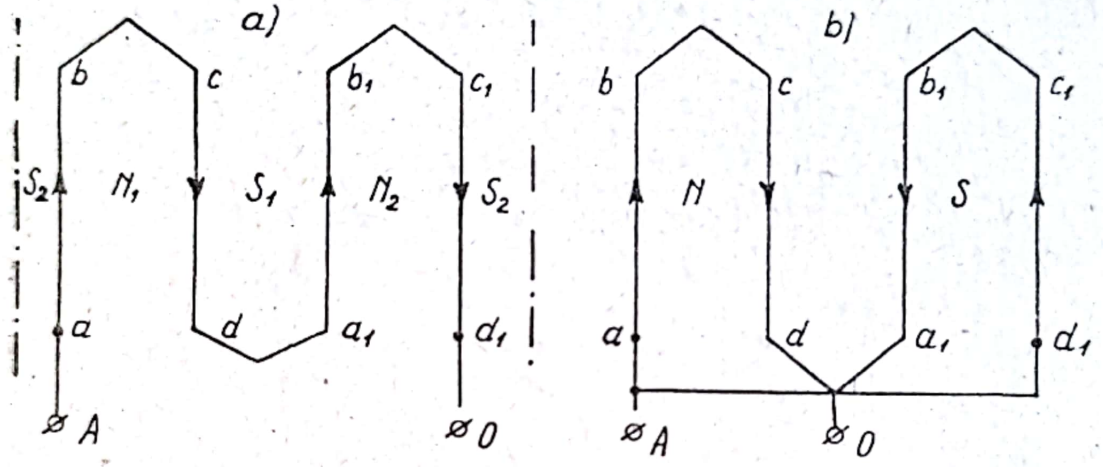


Fig. 5-15. Schimbarea legăturilor dintre bobinele unei faze ale statorului motorului asincron

bobine reprezentate în fig. 5-15 *a*, sînt legate în serie și dacă extremitatea *a* a înfășurării astfel obținute se leagă la un conductor de fază al rețelei, iar extremitatea d_1 se leagă la punctul neutru, atunci numărul polilor înfășurării este, după cum se vede în figură, patru. Dacă, însă, aceleași bobine se leagă ca în fig. 5-15 *b*, în paralel, și extremitățile a—d_1 și d—a_1 ale înfășurării pe care o obținem în acest fel le legăm la același conductor de fază și la același punct neutru, înfășurarea are, după cum se vede în fig. 5-15 *b*, numai doi poli. In felul acesta putem, deci, reduce numărul p al perechilor de poli de la doi la unu și, în consecință, putem dubla viteza, dacă în mod normal legăturile sînt făcute după schema din fig. 5-15 *a*; sau, putem dubla numărul perechilor de poli și, în consecință, putem reduce viteza la jumătate, dacă în mod normal bobinele înfășurării sînt legate ca în fig. 5-15 *b*.

In fig. 5-16 *a*, se arată legăturile ce trebuiesc făcute pentru a trece de la o legătură în stea simplă, cu p perechi de poli, a înfășurărilor statorului unui motor asincron trifazat, la o legătură în stea dublă, cu numai p poli, a acestor înfășurări; iar în fig. 5-16 *b*, se arată cum trebuiesc făcute legăturile pentru a trece de la o legătură în triunghi, cu 2 p poli, a înfășurărilor statorului unui motor asincron trifazat, la o legătură în dublă stea, cu numai p poli, a acestor înfășurări, schemele intermediare

din amîndouă figurile *a* și *b* arătînd cum se face trecerea la legătura în dublă stea.

Reglarea vitezei de la simplu la dublu în cazul montajului din fig. 5-16 *a* se face la cuplu constant. Într-adevăr, dacă U este tensiunea de linie a rețelei de alimentare a motorului și I_n curentul admisibil în înfășurare, atunci puterea cerută de motor, cînd acesta este legat în stea simplă, este:

$$P_{1Y} = 3 \frac{U}{\sqrt{3}} I_n \cos \varphi_{1Y}, \qquad (5\text{-}34)$$

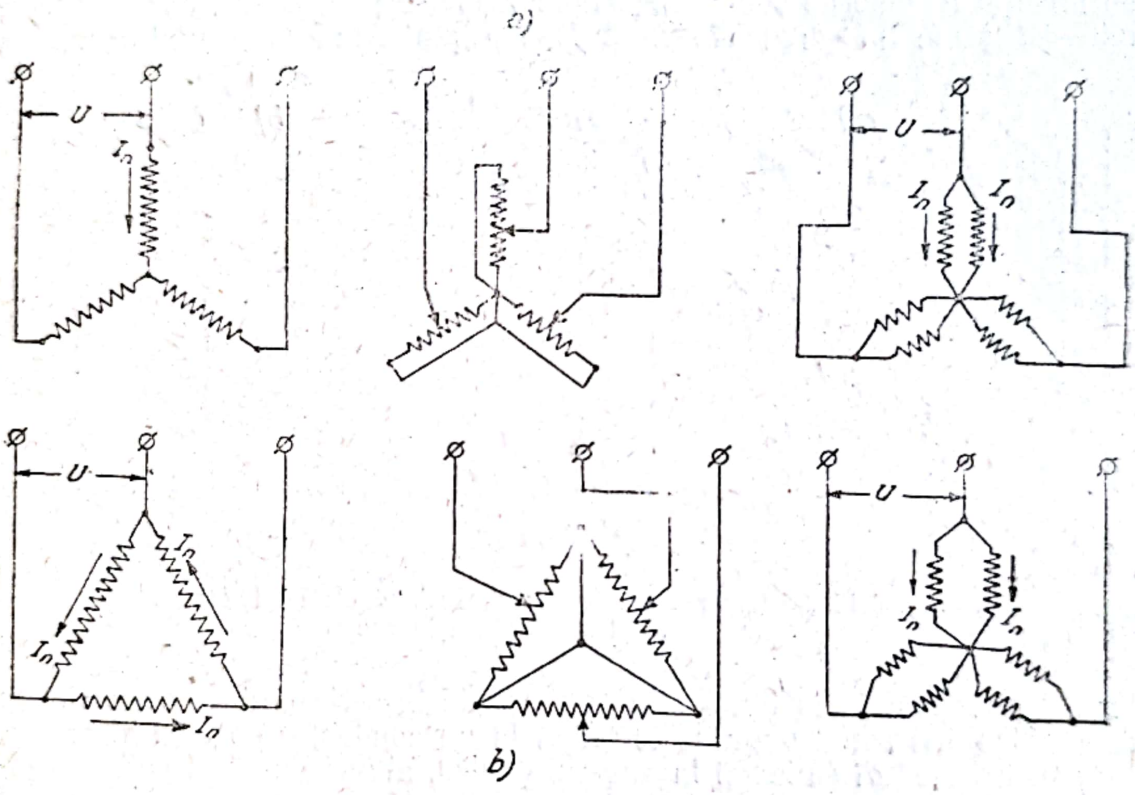


Fig. 5-16. Schemele de comutare în dublă stea a bobinelor statorului

iar în cazul legăturii în stea dublă:

$$P_{1YY} = 3 \frac{U}{\sqrt{3}} 2 I_n \cos \varphi_{1YY}. \qquad (5\text{-}35)$$

Admițînd că $\cos \varphi_{1Y} \cong \cos \varphi_{1YY}$ și făcînd abstracție de pierderi, puterea dezvoltată de motor în cel de al doilea caz, al legăturii în stea dublă, va fi de două ori mai mare decît în primul caz, al legăturii în stea simplă și cum viteza motorului se dublează în al doilea caz, cuplul motor

$$M = \frac{60\,P}{2\pi n}$$

rămîne același în amîndouă cazurile.

In cazul reglării vitezei după schema din fig. 5-16 *b*, puterea cerută de motor de la rețea, atunci cînd fazele statorului sînt legate în triunghiu, este:

$$P_{1\Delta} = 3\, U\, I_n \cos \varphi_{1\Delta}. \qquad (5\text{-}36)$$

Comparînd această putere cu aceea, dată de relația (5-35), cerută de motor atunci cînd fazele statorului sînt legate în stea dublă și admițînd că $\cos \varphi_{1\Delta} \cong \cos \varphi_{1YY}$, se vede că

$$P_{1YY} = \frac{2}{\sqrt{3}} P_{1\Delta} = 1{,}15\, P_{1\Delta}. \qquad (5\text{-}37)$$

Cu alte cuvinte, în acest caz, neglijînd ca și în cazul precedent pierderile, puterea este departe de a se dubla prin dublarea vitezei; ea crește cu abia 15%, ceea ce înseamnă că, în acest caz, este preferabil ca reglajul vitezei să se facă la putere constantă.

In fig. 5-17 *a* sînt date caracteristicile mecanice ale unui motor cu două viteze, la care reglarea vitezei se face sub cuplu constant. Este de observat că, la comutarea polilor pentru trecerea de la o viteză mai mare la una mai mică, motorul funcționează, pînă la stabilirea regimului permanent, în regim de generator cu recuperare.

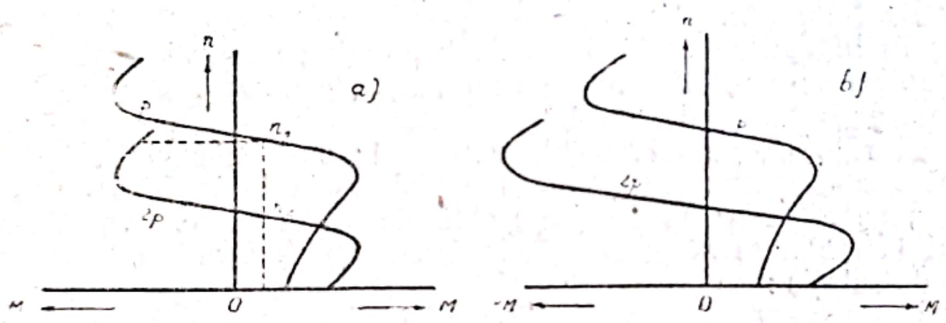


Fig. 5-17. Caracteristicile unui motor cu două viteze *a*) reglare la cuplu constant; *b*) reglare la putere constantă

In fig. 5-17 *b* sînt date caracteristicile mecanice ale unui motor cu două viteze, a cărui reglare se face sub putere constantă.

Se pot construi motoare asincrone cu un număr variabil de poli (se spune uneori cu poli comutabili) pentru mai mult de două viteze și chiar se construiesc motoare cu trei și patru viteze.

Motoarele cu trei viteze au, pe lîngă înfășurarea comutabilă cu ajutorul căreia putem obține două viteze, o înfășurare suplimentară cu un număr de poli diferit de numărul de poli ce se obțin cu prima înfășurare.

Motoarele cu patru viteze au, obișnuit, două înfășurări statorice, comutabile, distincte. Prin legarea la rețea a uneia din aceste înfășurări se obțin două viteze iar prin legarea celei de a doua înfășurări se obțin alte două viteze diferite de cele dintîi.

Gama de reglaj a motoarelor cu patru viteze este de 6 : 1 sau chiar 8 : 1, dar reglarea nu se poate face continuu, ci în trepte. Astfel putem avea următoarele trepte pentru vitezele de sincronism: 3000/1500/1000/500; 3000/1500//750/375; 1500/750//1000/500; 1000/500//750/375.

Metoda de reglare a motoarelor asincrone prin schimbarea numărului de poli are un randament destul de bun, iar caracteristicile mecanice fiind puțin înclinate, funcționarea motoarelor este stabilă.

Motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit și cu număr variabil de poli sînt folosite pe o scară destul de întinsă pentru pompele din industria cimentului, pentru pompele de petrol, pentru elevatoare, pentru ventilatoare etc.

5-13. Reglarea vitezei motorului asincron prin variația frecvenței

Viteza de sincronism a motoarelor asincrone depinzînd de frecvența curentului de alimentare, urmează că această viteză, deci și viteza rotorului, se poate modifica modificînd frecvența curentului de alimentare. In acest scop se folosesc convertizoare de frecvență care alimentează un grup de motoare asincrone, motoare ce trebuie să funcționeze în condițiuni identice. Astfel, sînt, de exemplu, motoarele asincrone care antrenează rolele unui rolgang (cale cu role) de laminor. Fiecare din aceste role este antrenată de un motor asincron de 0,3÷0,7 kW și, evident, toate motoarele tuturor rolelor trebuie să funcționeze în condițiuni identice. In consecință, ele pot și trebuie să fie alimentate de același convertizor de frecvență. Asemenea instalații care lucrează în grup se mai întîlnesc în industria textilă, la unele instalații de conveiere etc.

In aplicarea acestei metode de reglare, este necesar să se țină seama că, oricare ar fi valoarea vitezei, capacitatea de supraîncărcare a motorului trebuie să rămînă, pe cît posibil constantă; cu alte cuvinte, trebuie să se urmărească menținerea constantă a cuplului maximum M_k dezvoltat de motor, pe toată gama de viteze obținute prin reglare. Expresia exactă a cuplului maximum M_k este dată însă, așa cum s-a arătat la paragraful (3-26), de relația:

$$M_k = \frac{60\, m_1\, U_1^2}{2\pi\, n_1\, 9{,}81} \cdot \frac{1}{2\left(r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}\right)}. \qquad (5\text{-}38)$$

La frecvențe mari, rezistența r_1 este neglijabilă față de reactanța $x_1 + x_2'$. In consecință, relația (5-38) devine în acest caz:

$$M_k = \frac{60 \cdot m_1\, U_1^2}{4\pi \cdot \frac{60\, f_1}{p}\, 9{,}81} \cdot \frac{1}{(x_1 + x_2')},$$

sau, deoarece $x_1 + x_2' = 2\pi f_1 (l_1 + l'_2)$:

$$M_k = \frac{m_1\, p}{8\pi^2 \cdot 9{,}81 \cdot (l_1 + l'_2)} \cdot \frac{U_1^2}{f_1^2} \qquad (5\text{-}39)$$

Așa dar cuplul maximum M_k la frecvențe mari este proporțional cu raportul dintre patratul tensiunii U_1 pe o fază a statorului și patratul frecvenței de alimentare. Deci, pentru frecvențe mari, trebuie să modi-

ficăm astfel tensiunea U_1, atunci cînd variem frecvența f_1 în scopul reglării vitezei încît:

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const.} \tag{5-40}$$

Cînd, însă, frecvența f_1 se micșorează mult, rectanța $x_1 + x_2'$ scade apreciabil, ajungînd la valori comparabile cu acelea ale rezistenței r_1, astfel încît concluziile de mai sus cu privire la felul cum trebuie să variem tensiunea în funcție de frecvență, pentru ca capacitatea de supraîncărcare să nu varieze, nu mai sînt valabile. Pentru a păstra constantă această capacitate de supraîncărcare și la frecvențe mici, tensiunea se va micșora, după cum rezultă din cele spuse mai sus, într-o măsură mai mică decît frecvența.

Convertizoarele folosite în prezent pentru reglarea vitezei motoarelor asincrone sînt mașini rotative sincrone sau asincrone.

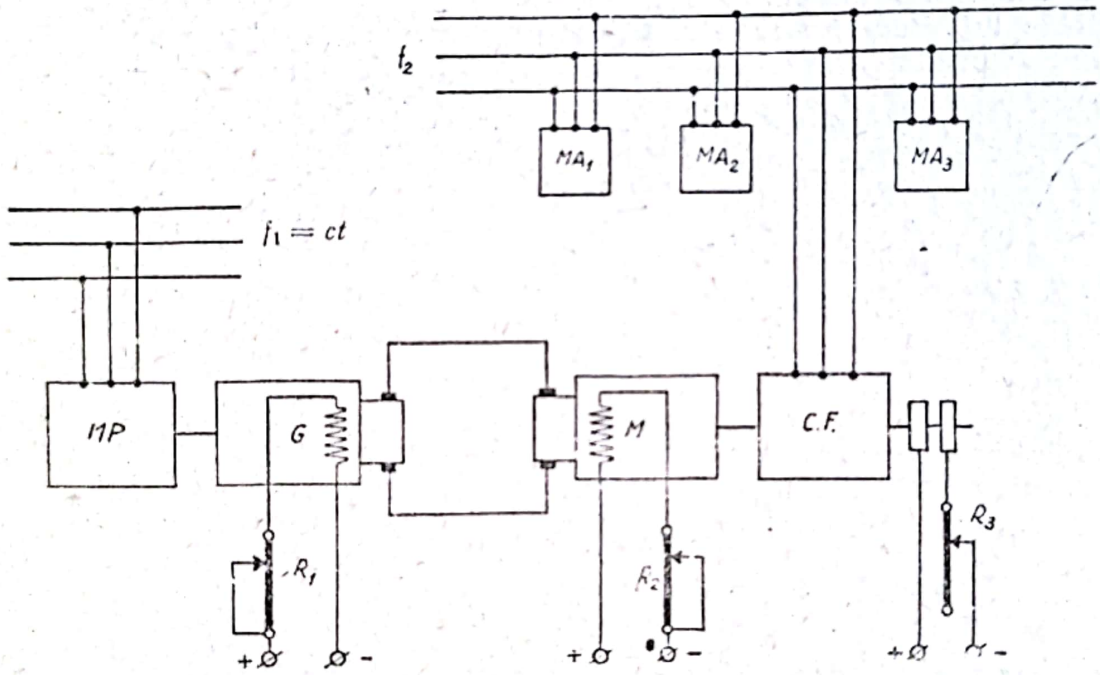


Fig. 5-18. Variația frecvenței cu ajutorul unui convertisor sincron

In fig. 5-18 este dată schema de principiu a alimentării unui grup MA_1, MA_2, ... de motoare asincrone de la un generator sincron CF, convertizorul de frecvență, care este antrenat de un motor de curent continuu M alimentat de la un generator separat G. Acesta din urmă este antrenat de un motor asincron MP, motorul primar, legat la rețeaua de curent alternativ care ne stă la dispoziție, rețea a cărei frecvență f_1 este constantă. Variind viteza motorului de curent continuu M, și am văzut că această viteză se poate regla continuu și între limite largi, variem viteza convertizorului de frecvență CF și, în consecință, variem în mod continuu și în limite largi frecvența f_2 a tensiunii produse de acest convertizor. In felul acesta, se poate regla viteza grupului de motoare MA_1, MA_2, ... în mod continuu și în limite largi. Odată cu variația frecvenței f_2 a convertizorului de frecvență, pentru a păstra constantă capacitatea

de supraîncărcare a motoarelor asincrone alimentate de acest convertizor, trebuie să variem și tensiunea produsă la bornele acestuia. Variația tensiunii se poate ușor obține, variind, cu ajutorul reostatului de reglaj R_3, excitația convertizorului.

Notînd cu P puterea nominală a grupului de motoare MA_1, MA_2, ... și ținînd seama de pierderi, fiecare din mașinile MP, G, M și CF care intră în schema din fig. 5-18 trebuie să aibă o putere mai mare decît P. Cu alte cuvinte, puterea instalată este de peste 400%, față de puterea motoarelor alimentate de aceste mașini, de unde urmează că costul de primă instalație al unei astfel de acționări reglabile este foarte ridicat.

In fig. 5-19 este dată schema alimentării unui grup de motoare asincrone MA_1, MA_2, ... de la un generator asincron CF al cărui rotor este alimentat de la o rețea alternativă de frecvență constantă f_1. Generatorul asincron, convertizor de frecvență, este antrenat ca și convertizorul sincron din schema precedentă, de un motor de curent continuu M alimentat de un generator separat G. Acesta, la rîndul său, este antrenat, la viteză constantă, de un motor asincron MP, motorul primar, care este conectat la rețeaua de curent alternativ de frecvență f_1. Variația vitezei motorului M atrage după sine variația vitezei rotorului convertizorului CF, deci variația frecvenței f_2 a tensiunii produse la bornele statorului acestui convertizor.

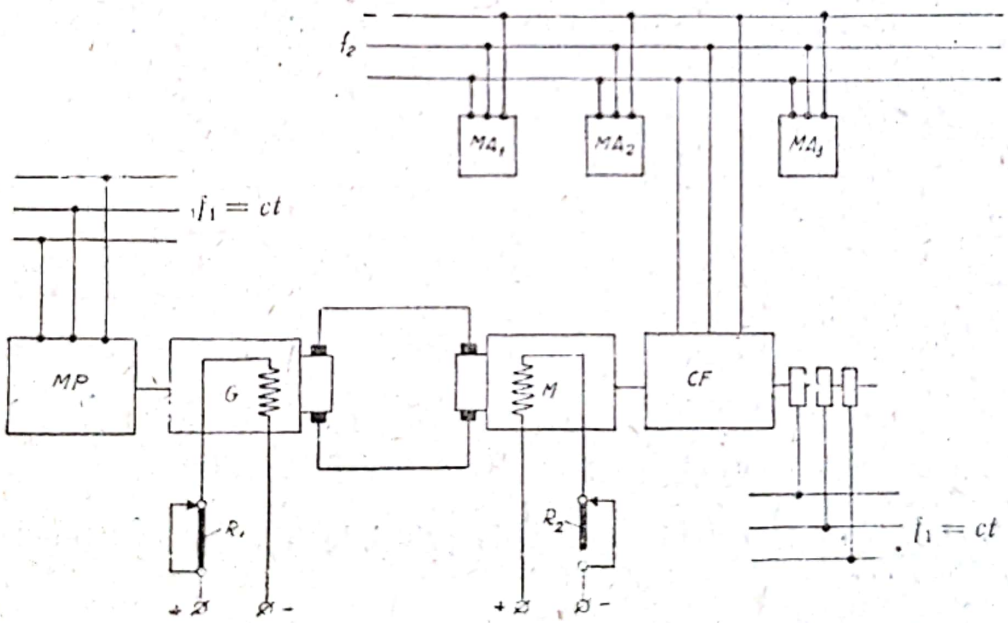


Fig. 5-19. Variația frecvenței cu ajutorul unui convertisor asincron

Spre deosebire de schema din fig. 5-18, unde întreaga putere debitată de generatorul sincron în circuitul motoarelor MA_1, MA_2, ... era produsă prin transformarea energiei mecanice transmise generatorului de către motorul de curent continuu M, în schema din fig. 5-19 lucrurile se schimbă. O parte din puterea electrică debitată de generatorul asincron în circuitul motoarelor de lucru MA_1, MA_2, ... provine din transformarea

puterii electrice absorbite de rotorul generatorului sub forma unor curenți alternativi de frecvență f_1 în curenți alternativi de frecvență f_2, iar cealaltă parte provine din transformarea puterii mecanice transmise generatorului asincron, prin intermediul arborelui, de către motorul de curent continuu, în putere electrică sub forma de curenți de frecvență f_2.

Repartiția puterilor între motorul de curent continuu M și între rețeaua de curent alternativ de frecvență f_1 depinde de mărimea frecvenței f_2 a tensiunii sau curenților produși de convertizor. Astfel, dacă $f_2 = 2\,f_1$ puterile cerute de convertizor de la motorul M și de la rețeaua de curent alternativ sînt egale.

La mersul în gol al convertizorului, frecvența f_2 a tensiunii sau curenților produși de convertizor este egală, evident, cu frecvența f_1 a rețelei la care este legat rotorul generatorului asincron. La mersul în sarcină, această frecvență poate fi mai mare sau mai mică decît frecvența f_1 după sensul în care este învîrtit rotorul generatorului asincron. Dacă el este învîrtit în sens invers cîmpului magnetic al generatorului, $f_2 > f_1$; dacă este învîrtit în același sens cu sensul de învîrtire a cîmpului magnetic al generatorului, atunci $f_2 < f_1$.

Indiferent de tipul convertizorului folosit, reglarea vitezei unui motor asincron prin variația frecvenței tensiunii de alimentare se poate face în mod continuu și în limite destul de largi, putîndu-se ajunge la o gamă de reglaj de 10 : 1 sau chiar de 12 : 1, iar caracteristicile ce se obțin sînt destul de rigide pentru a asigura o funcționare stabilă a motorului.

În afară de dezavantajul, semnalat mai sus, al acestei metode de reglare a vitezei asincrone, costul ridicat de primă instalație, mai trebuie menționat, pe de o parte, dezavantajul unei cheltuieli de întreținere ridicate, avînd în vedere numărul mașinilor care constituiesc grupul convertizor, iar pe de altă parte, dezavantajul pierderilor inerente de energie din mașinile acestui grup.

Ținînd seama de aceste dezavantaje, care sînt tocmai dezavantajele reglării vitezei acționărilor electrice prin folosirea motoarelor de curent continuu, la alegerea acestei metode de reglare trebuie să se facă o comparație din punct de vedere economic cu metoda de reglare cu ajutorul folosirii motoarelor de curent continuu.

5-14. Reglajul vitezei cu ajutorul cuplei asincrone de alunecare

O metodă interesantă de reglaj a vitezei motoarelor asincrone și, de asemenea, a celor sincrone, metodă introdusă relativ recent în tehnica reglării vitezei acționărilor care folosesc astfel de motoare, este obținută prin folosirea cuplei electromagnetice.

O cuplă electromagnetică este alcătuită din două părți: dintr-un indus și dintr-un inductor.

Indusul este asemănător, de cele mai multe ori, cu rotorul în colivie de veveriță al unui motor asincron; dar poate fi constituit și numai dintr-un mez de fier.

Inductorul, cu poli aparenți sau înecați, este alimentat cu curent continuu luat de la o sursă auxiliară de curent, de la o baterie de acumulatoare, de exemplu.

Obișnuit, indusul unei cuple este în interior, iar inductorul în exterior; dar se poate întîlni și o dispoziție inversă a acestor părți ale cuplei.

Scanned with OKEN Scanner

Partea din exterior a cuplei, în general inductorul, constituind partea conducătoare a cuplei, este solidar legată cu arborele motorului unei acționări electrice; iar cealaltă parte, obișnuit indusul, constituind partea condusă a cuplei, este solidar legată cu mecanismul executor al acționării electrice, mecanism a cărui viteză trebuie reglată.

Motorul de acționare poate să fie un motor asincron sau poate să fie un motor sincron.

Cînd partea exterioară a cuplei, inductorul în general, se mișcă, liniile de forță ale cîmpului magnetic al acestui inductor, cîmp care se învîrtește cu viteza cu care este învîrtită partea exterioară a cuplei, taie conductoarele înfășurării indusului dînd naștere la niște curenți în aceste conductoare. Ca rezultat al acțiunii reciproce dintre acești curenți din indus și dintre cîmpul magnetic creat de inductor, se naște un cuplu electromagnetic care, lucrînd asupra indusului care nu este fixat, îl pune în mișcare.

Dacă rezistența indusului este mică, și acesta este întotdeauna cazul, acest indus se învîrte, la sarcina sa nominală cerută de mecanismul executor și la curentul maximum de excitație, care este curentul nominal al acesteia, cu o viteză de rotație care practic nu diferă de viteza inductorului, deci de viteza motorului de acționare, diferența între aceste viteze fiind de 2—2,5% din viteza motorului de acționare.

În felul acesta, fără nici o legătură mecanică între partea conducătoare a cuplei și între partea condusă a acesteia, învîrtirea părții conducătoare de către motorul de acționare atrage după sine învîrtirea părții conduse legată la mecanismul executor.

Presupunînd că inductorul are poli înecați, circuitul magnetic al cuplei nu este saturat, iar cîmpul de reacție a indusului, repartizat sinusoidal, este proporțional cu amperspirele acestui indus. În aceste condiții cuplul electromagnetic transmis de partea conducătoare părții sale conduse va fi dat de expresia:

$$M = \frac{m I^2 r^2}{9{,}81 \cdot \Omega_1 s} \text{ kgm}, \qquad (5\text{-}41)$$

în care

m este numărul de faze ale indusului,
I — curentul din circuitul acestuia,
Ω_1 — viteza de rotație în rad/sec a părții conducătoare a cuplei, deci viteza de rotație a motorului de acționare,
r — rezistența pe o fază a indusului, iar

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \qquad (5\text{-}42)$$

în care Ω este viteza de rotație în radiani pe secundă a părții conduse a cuplei, este alunecarea acestuia.

Ținînd seama că intensitatea I a curentului din indus este dată de relația:

$$I = \frac{E_{(s)}}{\sqrt{r^2 + x_{(s)}^2}} = \frac{s \cdot E}{\sqrt{r^2 + s^2 \cdot x^2}} = \frac{E}{\sqrt{\left(\frac{r}{s}\right)^2 + x^2}}, \qquad (5\text{-}43)$$

în care: $E_{(s)}$ este forța electromotoare născută într-o fază a indusului, atunci cînd indusul se învîrtește cu viteza Ω, $x_{(s)}$ și x reactanța unei faze a indusului corespunzătoare atît fluxului de scăpări cît și fluxului de reacție, atunci cînd indusul se învîrte cu viteza Ω și atunci cînd este imobil, relația (5-41) se mai poate scrie și sub forma:

$$M = \frac{m}{9{,}81 \cdot \Omega_1} \cdot \frac{E^2 \frac{r}{s}}{\left(\frac{r}{s}\right)^2 + x^2} \text{ kgm} \qquad (5\text{-}44)$$

Cum, pe de altă parte, mărimea forței electromotoare E a indusului, atunci cînd acesta este imobil, este proporțională cu curentul de excitație i_e relația (5-44) se poate pune sub forma:

$$M = \frac{A\, i_e^2 \frac{r}{s}}{\left(\frac{r}{s}\right)^2 + x^2} \qquad (5\text{-}45)$$

Relația astfel obținută, în care A este o constantă care înglobează factorul constant m: 9,81 Ω_1 și coeficientul de proporționalitate dintre forța electromotoare E și curentul de excitație i_e, relație asemănătoare cu ecuația caracteristicilor mecanice ale unui motor asincron, poate fi pusă sub forma

$$M = \frac{2 M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}, \qquad (5\text{-}46)$$

dacă facem notațiile

$$\frac{A i_e^2}{2x} = M_k \qquad (5\text{-}47)$$

și

$$\frac{r}{x} = s_k \,. \qquad (5\text{-}48)$$

Din examinarea relației (5-46), se vede că alura caracteristicii de reglaj obținută cu ajutorul unei cuple electromagnetice este la fel cu alura caracteristicii mecanice a unui motor asincron.

Din examinarea relației (5-45), rezultă că fiecărei valori a curentului de excitație i_e îi corespunde o caracteristică proprie de reglaj și cum curentul de excitație al unei cuple electromagnetice poate fi variat destul de continuu, urmează că reglajul vitezei motorului asincron cu ajutorul cuplei electromagnetice este un reglaj continuu.

Scanned with OKEN Scanner

În fig. 5-20 sînt date cîteva caracteristici de reglaj ale unei cuple de alunecare și anume caracteristicile corespunzătoare curenților de excitație de 3%, 5%, 8%, 10%, 50%, 75% și 100% din curentul nominal de excitație.

Gama de reglaj care se poate obține cu ajutorul cuplei de alunecare este destul de bună; ea poate ajunge chiar la 10 : 1.

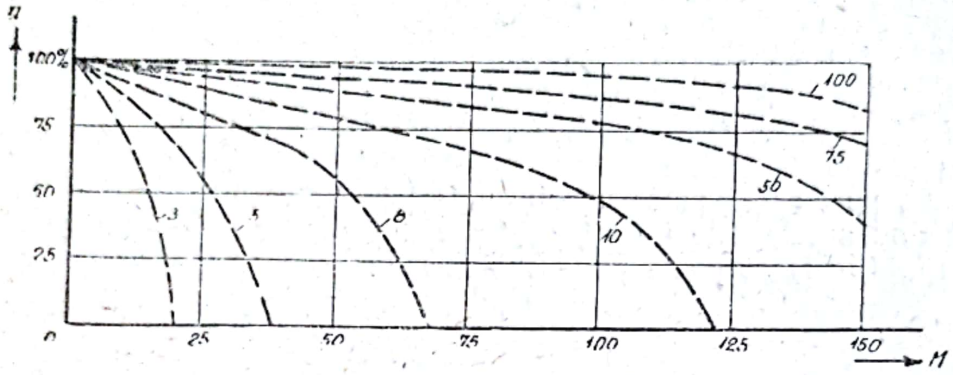


Fig. 5-20. Caracteristicile mecanice ale unei acționări prin cuplă asincronă

Metoda de reglare a vitezei motoarelor asincrone prin cuplă de alunecare, deși are un randament redus, este folosită pe o scară destul de întinsă, dacă se ține seama că introducerea acestei metode este recentă, pentru reglarea fină care se poate obține și comanda ușoară a acestei reglări.

Cuplele de alunecare se construiesc astăzi pentru acționări electrice începînd de la cîteva zecimi de kilowatt pînă la cîteva mii de kilowați.

5-15. Reglarea vitezei motoarelor asincrone în schema cu stator rotativ

În fig. 5-21 sînt reprezentate două motoare asincrone identice MA_1 și MA_2 montate pe un același arbore 1-1. Înfășurările rotorice ale celor două motoare sînt legate împreună prin intermediul inelelor colectoare și al unor rezistențe R, care rămîn permanent conectate în circuitul rotoarelor. Statoarele celor două motoare se leagă la o rețea de frecvență f_1. Statorul unuia din cele două motoare, statorul motorului MA_1 în cazul figurii, poate fi rotit față de arborele comun 1-1 cu ajutorul unui servomotor SM care acționează un șurub fără fine cu un raport de transmisie mare.

Cînd statoarele celor două motoare sînt în poziții identice față de rotoarele lor, ceea ce constituie poziția de zero a statorului care se poate roti, forțele electromotoare induse în înfășurările rotorice ale motoarelor sînt în fază și sînt și egale, deoarece motoarele sînt identice. În consecință, în circuitul celor două motoare nu vom avea curent și deci cuplul dezvoltat de aceste motoare va fi zero.

Cînd statorul care se poate roti, statorul motorului MA_1, este deplasat din poziția sa de zero cu un unghi oarecare θ, vectorii reprezentativi ai forțelor electromotoare născute în rotoarele celor două motoare, vectori

a căror lungime este aceeași, se vor decala între ei cu unghiul ϑ și, diferența dintre forțele electromotoare statorice ne mai fiind nulă, vor apare curenți în circuitul rotoric al motoarelor. Datorită acțiunii dintre acești curenți și dintre cîmpurile magnetice ale celor două mașini, va lua naștere un cuplu rezultant M, dat de relația

$$M = M' \ (1 - \cos \vartheta) \ , \tag{5-49}$$

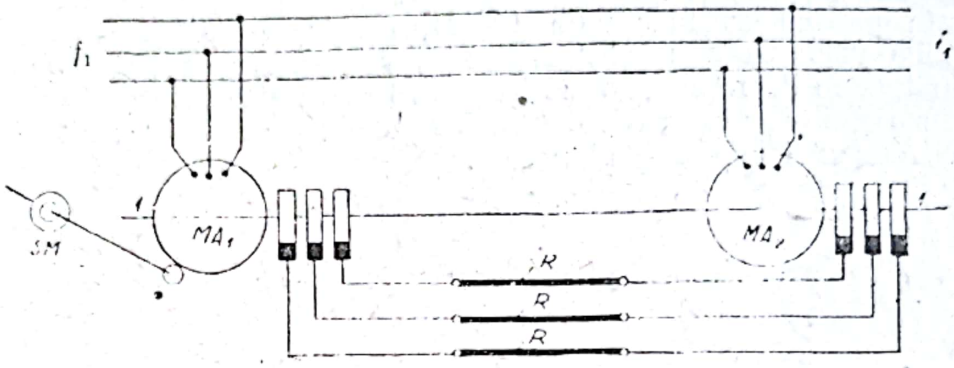


Fig. 5-21. Schema de legătură a două motoare asincrone identice, din care unul cu stator deplasabil

în care

$$M' = \frac{2 M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}} \tag{5-50}$$

este cuplul dezvoltat de unul dintre cele două motoare atunci cînd ar lucra separat.

În expresia de mai sus a cuplului dezvoltat de unul sau celălalt din cele două motoare, alunecarea critică s_k este dată de relația cunoscută

$$s_k = \frac{r_2' + R_2'}{x_1 + x_2'} \tag{5-51}$$

în care x_1 este reactanța inductivă, datorită fluxului de scăpări, a unei laze a statorului oricăruia din cele două motoare, r_2' rezistența ohmică a unei laze a rotorului oricăruia din cele două motoare, rezistență raportată la stator, x_2' reactanța raportată la stator a unei laze a rotorului oricăruia din cele două motoare, reactanță datorită fluxului de scăpări atunci cînd $s = 1$, iar

$$R_2' = \frac{R'}{s} \tag{5-52}$$

R' fiind rezistența raportată la stator a rezistenței R legată permanent în circuitul rotoric al celor două mașini legate așa cum se arată în schema din fig. 5-21.

Relația (5-49) ne permite, ținînd seama de expresia cuplului M' dată de relația (5-50), să construim caracteristica mecanică $s = f(M)$ și, în consecință, și caracteristica mecanică $n = f(M)$ a grupului format de cele două motoare asincrone, pentru fiecare valoare a unghiului θ de rotire, față de poziția de zero, a statorului care se poate deplasa. Și cum deplasarea θ a statorului mobil, obținută cu ajutorul șurubului fără fine, se poate face în mod continuu, vom obține o serie de caracteristici mecanice foarte apropiate una de alta, ceea ce înseamnă că reglarea vitezei se poate face în mod continuu.

Dacă, plecînd de la relația (5-49), trasăm variațiile alunecării s, atunci cînd valoarea alunecării critice s_k rămîne constant egală cu unitatea, în funcție de raportul $M : M_k$, pentru diferite valori ale unghiului θ, obținem curbele trasate în fig. 5-22, care reamintesc alura caracteristicilor mecanice ale unei cuple de alunecare.

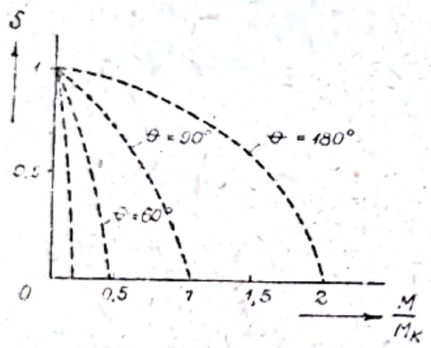


Fig. 5-22. Curbele $s = f\left(\frac{M}{M_k}\right)$

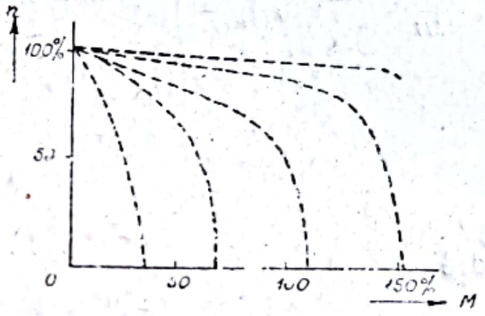


Fig. 5-23. Caracteristicile mecanice ale grupului în care unul din motoare are statorul deplasabil

Din examinarea aceleiași relații (5-49), rezultă că, pentru $\theta = 180^0$,

$$M = 2M' = \frac{4M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}},$$

ceea ce înseamnă, pe de o parte, că pentru $\theta = 180^0$ ambele motoare ale grupului sînt la fel utilizate, iar pe de altă parte, că capacitatea de încărcare a grupului pentru acest decalaj θ este de două ori mai mare decît capacitatea de încărcare a unuia din motoare, atunci cînd ar lucra separat.

Faptul că rezistențele R rămîn permanent conectate în circuitul rotoric al celor două motoare prezintă un dublu avantaj. Pe de o parte, pierderile datorite reglării de viteză a grupului au loc mai ales în aceste rezistențe, iar pe de altă parte, prin micșorarea curenților din fazele rotoarelor, micșorare datorită prezenței acestor rezistențe, se micșorează curenții ceruți de la rețea de motoarele grupului.

Din păcate însă, rezistențele acestea limitează alunecarea grupului la o valoare mai mare decît alunecarea nominală s_n. Pentru a remedia acest dezavantaj se obișnuiește să se șunteze rezistențele R cu ajutorul unor inductanțe. În felul acesta, alunecarea critică corespunzătoare dife-

riilor caracteristici variază automat în funcție de unghiul θ de deplasare a statorului mobil.

Caracteristicile mecanice $n = f(M)$ din fig. 5-23 corespund acestui caz.

Gama de reglaj ce se poate obține prin utilizarea schemei din fig. 5-21 este de 8 : 1 sau chiar 10 : 1 în cazul acționării unor mecanisme cu cuplu de ventilator, pentru care se folosește această schemă.

Avantajele acționărilor care folosesc schema din fig. 5-21 sînt următoarele :

— Se poate folosi aproape în întregime puterea instalată a celor două motoare ;

— Pornirea grupului celor două motoare se face lent și fără șocuri de curent în rețeaua de alimentare ;

— Gabaritele rezistențelor R și ale inductanțelor cu care se șuntează aceste rezistențe sînt relativ mici, în special în cazul mecanismelor cu cuplu de ventilator, pentru acționarea cărora se utilizează, după cum am pomenit mai sus, această metodă de reglare.

5-16. Reglarea vitezei prin suprapunerea caracteristicilor

La multe instalații industriale este nevoie ca mecanismele acționate să fie oprite în anumite puncte ale cursei lor. Astfel este, de exemplu, cazul unei instalații de extracție dintr-o întreprindere minieră. O oprire precisă a mecanismelor în anumite puncte ale cursei lor nu se poate face însă frînînd acționarea electrică la viteze mari. De aceea trebuie ca, în prealabil, viteza acționării să fie micșorată și, în plus, trebuie ca, la această viteză redusă, caracteristica mecanică a acționării să fie cît mai rigidă.

Pentru a realiza această din urmă condițiune, se pot folosi două motoare asincrone cuplate așa cum se arată în fig. 5-24.

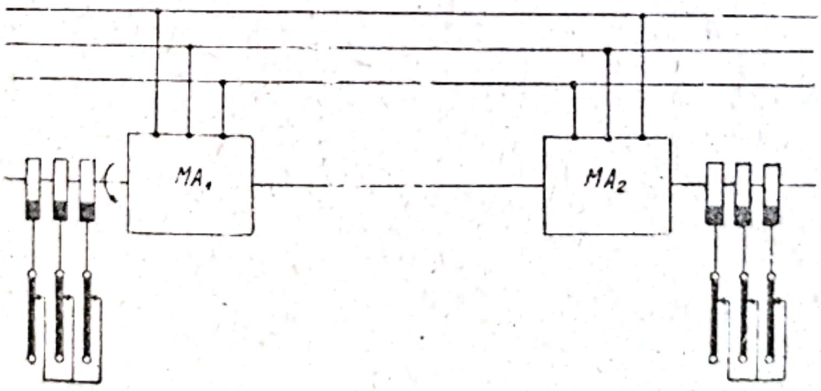


Fig. 5-24. Schema de conectare a două motoare pentru obținerea unei caracteristici mecanice rigide

În această schemă motoarele asincrone MA_1 și MA_2, legate la aceeași rețea de alimentare, sînt montate pe același arbore care acționează mecanismul executor.

În momentul reducerii vitezei acționării, în vederea opririi ei, unul dintre cele două motoare asincrone, de exemplu motorul MA_2, se conectează astfel la rețea încît el să lucreze în regim de cuplare inversă,

celălalt motor MA_1 continuînd să lucreze ca și mai înainte în regim de motor. Caracteristicile mecanice ale acestor motoare, reprezentate în fig. 5-25 și anume caracteristica 1 a motorului MA_1, care lucrează în regim de motor, și caracteristica 2 a motorului MA_2, care lucrează în regim de cuplare inversă, caracteristici a căror înclinare crește cu rezistențele înserate în circuitele rotoarelor celor două mașini, dau prin însumarea lor caracteristica rezultantă 3 a acționării. Această caracteristică rezultantă are pentru viteze mici o rigiditate suficientă preciziei de oprire a mecanismului executor.

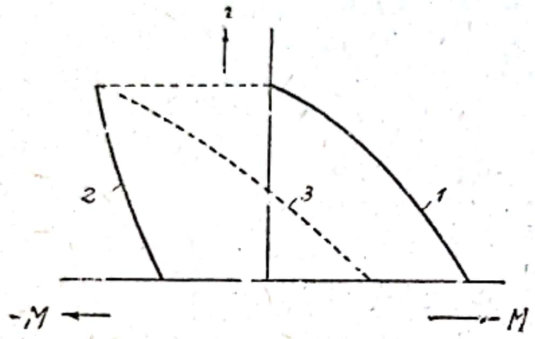


Fig. 5-25. Caracteristica rezultantă a 2 motoare, unul funcționînd în regim de motor, celălalt în regim de cuplare inversă

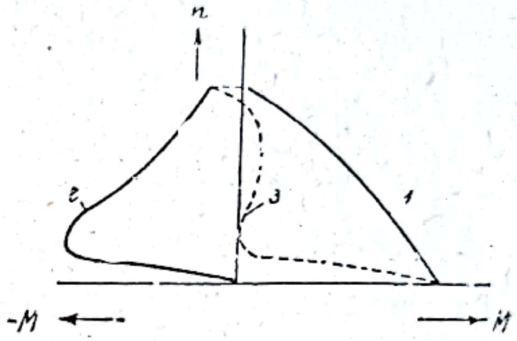


Fig. 5-26. Caracteristica rezultantă a două motoare, unul funcționînd în regim de motor, celălalt în regim de frînare dinamică

Se obține o caracteristică rezultantă mult mai potrivită unei opriri precise a unui mecanism executor în cazul cînd primul motor asincron lucrează, în momentul reducerii vitezei, în regim de motor, iar al doilea în regim de generator cu frînare dinamică, ceea ce se obține prin conectarea statorului celui de al doilea motor la o rețea de curent continuu. Caracteristica rezultantă a acționării, obținută în acest caz, caracteristica reprezentată prin curba 3 din fig. 5-26, este aproape rigidă și astfel, oprirea mecanismului executor în poziția exact dorită este foarte mult ușurată.

5-17. Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin conectarea lor în cascadă

În cazul instalațiilor industriale ale căror puteri depășesc 200÷300 kW, instalații care cer o reglare continuă a vitezei, cum sînt, de exemplu, laminoarele din industria metalurgică sau ventilatoarele pentru aerajul minelor, se folosesc uneori așa numitele scheme de conectare în cascadă a motoarelor asincrone.

Principiul de bază al acestei metode de reglaj constă în introducerea în circuitul rotoric al motorului asincron, a cărui viteză trebuie reglată, a unei forțe electromotoare suplimentare avînd aceeași frecvență ca și aceea a rotorului motorului asincron.

Pentru lămurirea acestui principiu să considerăm expresia cuplului M dezvoltat de motor, expresie care poate fi pusă sub forma:

$$M = K_M \Phi I_2 \cos \varphi_2 , \qquad (5\text{-}53)$$

în care K_m este un coeficient de proporționalitate între cuplul M și produsul $\Phi I_2 \cos \varphi_2$, care depinde de datele constructive ale motorului.

La o tensiune constantă a rețelei de alimentare, fluxul magnetic Φ fiind constant, iar factorul de putere $\cos \varphi_2$ al rotorului putînd fi considerat egal cu unitatea, relația (5-53) se mai poate scrie:

$$M = K'_M I_2 \tag{5-54}$$

în care

$$K'_M = K_M \Phi \cos \varphi_2$$

este o constantă.

Din relația (5-54) rezultă că, pentru ca motorul să dezvolte un cuplu M constant, trebuie ca și curentul I_2 din rotor să fie constant. Admițînd, într-o primă aproximație, că impedanța Z_{2s} a unei faze a rotorului este constantă, pentru ca curentul I_2 să rămînă constant, trebuie ca și forța electromotoare E_{2s} care lucrează asupra fazei considerate a rotorului să rămînă constantă.

Condițiunea aceasta, însă, nu poate fi îndeplinită atita timp cît forța electromotoare este produsă numai de fluxul magnetic Φ al mașinii, care am văzut că este constant. Într-adevăr, în acest caz forța electromotoare E_{2s} este dată de relația cunoscută

$$E_{2s} = 4{,}44\, k_2 w_2 f_2 \Phi\,. \tag{5-55}$$

în care

w_2 este numărul de spire pe o fază a rotorului,

f_2 — frecvența acestuia, iar

k_2 — un factor de bobinaj,

și, cum Φ este constant, forța electromotoare variază odată cu frecvența rotorului, deci cu viteza de rotație a acestuia.

Punînd în evidență dependența dintre frecvența f_2 a rotorului și viteza sa de rotație n:

$$f_2 = \frac{p\,(n_1 - n)}{60}\,,$$

relația (5-55) se mai poate scrie:

$$E_{2s} = 4{,}44\, w_2 k_2 \frac{p\,(n_1 - n)}{60} \Phi = K_E \Phi\,(n_1 - n)\,, \tag{5-56}$$

în care K_E este o constantă a motorului.

Din ultima relație rezultă că, pentru ca forța electromotoare care lucrează asupra unei faze a rotorului motorului asincron să rămînă constantă, trebuie ca la forța electromotoare $K_E \Phi\,(n_1 - n)$ produsă în această fază de fluxul Φ să se adauge sau să se scadă o forță electromotoare suplimentară E'_2 astfel ca

$$E_{2s} = K_E \Phi\,(n_1 - n) \pm E'_2 = \text{ct}\,. \tag{5-57}$$

Se vede din relația astfel obținută că, dacă un motor asincron lucrează cu un cuplu M constant, avem posibilitatea ca, prin introducerea unei forțe electromotoare suplimentare $\pm E'_2$ de aceeași frecvență ca și a

Scanned with OKEN Scanner

rotorului, să mărim viteza de rotație n a motorului peste viteza de sincronism n_1 sau s-o micșorăm, după necesitățile acționării, sub această viteză de sincronism.

Această forță electromotoare suplimentară de care avem nevoie pentru reglarea vitezei motorului asincron se introduce cu ajutorul unei mașini speciale.

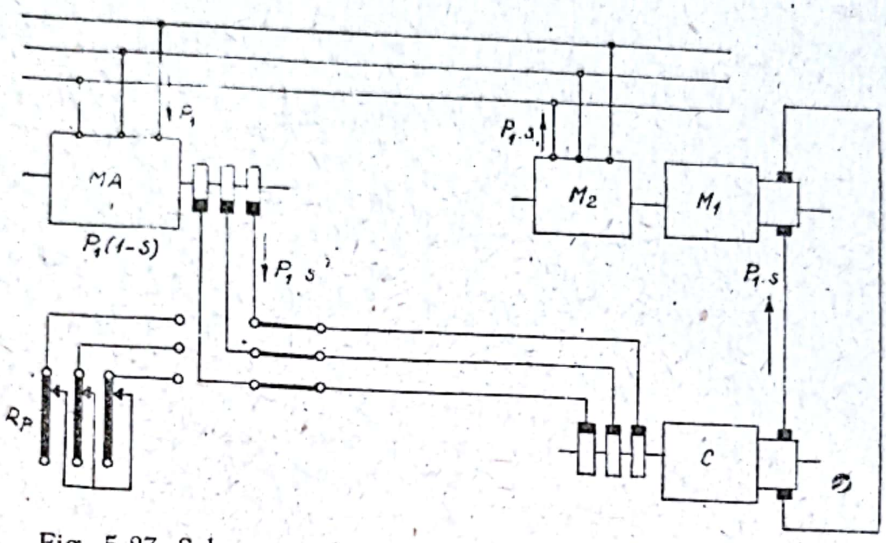


Fig. 5-27. Schema unei cascade funcționînd cu cuplu constant

In fig. 5-27 este dată una din schemele de conectare în cascadă a motorului asincron, care permite reglarea vitezei sale la funcționarea motorului cu un cuplu constant. In această schemă MA reprezintă motorul asincron a cărui viteză trebuiește reglată, M_1 este un motor de curent continuu montat pe același arbore ca și motorul asincron auxiliar M_2, iar C reprezintă o comutatoare. Motorul de acționare MA se pornește cu ajutorul reostatului de pornire R_p. De îndată ce viteza motorului ajunge în apropierea vitezei de sincronism, se leagă inelele colectoare ale motorului MA cu inelele colectoare ale comutatoarei C a cărei înfășurare de excitație este alimentată cu curent continuu. Comutatoarea intră în funcțiune și se învîrte cu viteza corespunzătoare frecvenței curenților din rotorul motorului MA.

Cum comutatoarea C este legată de partea curentului continuu cu indusul motorului M_1, variind excitația acestui motor, forța sa electromotoare variază producînd, astfel, variația curentului continuu din indusul comutatoarei. Această variație, atrage după sine variația curentului alternativ al comutatoarei, deci variația curentului rotoric al motorului asincron MA. Din cauza variației curentului său rotoric, cuplul dezvoltat de motor variază. Dar, fiindcă cuplul de sarcină al motorului rămîne neschimbat, motorul asincron își va modifica viteza, ceea ce va atrage după sine modificarea frecvenței rotorului său și a tensiunii de la bornele rotorului, deci modificarea tensiunii aplicate inelelor colectoare ale comutatoarei C. Din această cauză, curentul alternativ din indusul comutatoarei se modifică, variind în sens contrar aceluia în care a variat în momentul variației excitației motorului M_1. Această variație încetează în momentul în care cuplul M dezvoltat de motorul MA echilibrează cuplul de sarcină.

Motorul va continua să funcţioneze mai departe cu un cuplu constant şi o viteză corespunzătoare aceleia determinată de variaţia excitaţiei motorului M_1.

Neglijînd pierderile în statorul motorului asincron MA, puterea P_2 a motorului este dată de relaţia cunoscută:

$$P_2 = P_1 (1 - s) = P_1 - P_1 \cdot s,$$

în care P_1 este puterea cerută de motorul asincron de la reţea, iar s alunecarea motorului. În cazul unei scheme obişnuite de legare a motorului asincron, puterea $P_1 s$ datorită alunecării, putere cu atît mai mare cu cît viteza n a motorului este mai diferită de viteza de sincronism, este pierdută; ea se transformă în căldură în rezistenţele reostatului cu ajutorul căruia se face reglajul vitezei. În cazul schemei în cascadă, reprezentată în fig. 5-27, puterea $P_1 s$ nu se pierde însă, ci ea este înapoiată reţelei prin intermediul comutatoarei C, a motorului M_1 şi a maşinii asincrone M_2.

Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin schema de conectare în cascadă se poate face şi la o putere de sarcină constantă.

În fig. 5-28 este dată o schemă de conectare în cascadă a unui motor asincron pentru acest caz. În această schemă, MA reprezintă motorul asincron a cărui viteză trebuie reglată la putere constantă, C reprezintă comutatoarea, iar M un motor de curent continuu. Motorul de curent continuu M este cuplat în această schemă pe acelaşi arbore ca şi motorul asincron MA.

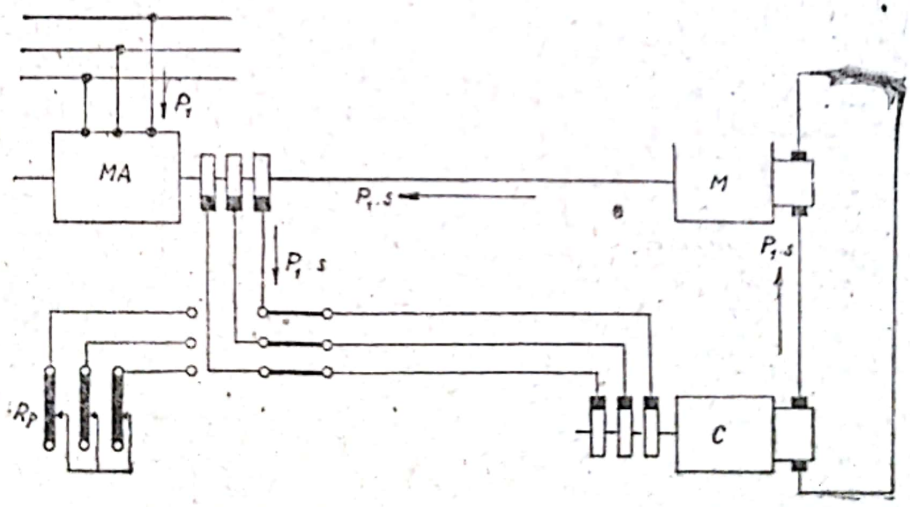


Fig. 5-28. Schema unei cascade funcţionînd cu sarcină constantă

Pornirea motorului MA se face ca şi în cazul schemei din fig. 5-27, folosind reostatul de pornire R_p. De îndată ce viteza de rotaţie a motorului ajunge în apropierea vitezei sale de sincronism, se leagă inelele colectoare ale motorului cu acelea ale comutatoarei C care, fiind excitată în curent continuu, începe să funcţioneze şi trimite curent continuu în indusul motorului M.

În felul acesta puterea $P_1 s$ datorită alunecării este transmisă, prin comutatoarea C, motorului M, care o cedează arborelui comun cu motorul

asincron. Puterea la arborele acestui din urmă motor este egală, dacă facem abstracție de pierderile din mașinile cascadei, cu puterea cerută de motorul *MA* de la rețea, iar această putere, trebuind să echilibreze puterea cerută de mecanismul executor, putere care este constantă, este ea însăși constantă.

Reglarea vitezei motorului *MA* se face ca și în cazul schemei din fig. 5-27 prin variația forței electromotoare a motorului de curent continuu, ceea ce se poate obține variindu-i excitația.

După cum rezultă din cele spuse mai sus, reglarea motorului asincron prin schemele de conectare în cascadă, fie că este vorba de reglarea la cuplu de sarcină constant, fie că este vorba de reglarea la sarcină constantă, este economică.

În ceea ce privește gama de reglare obținută cu schemele din fig. 5-27 și 5-28, aceasta este mică, fiind limitată de necesitatea de a avea condițiuni bune de comutație pentru comutatoarea *C*. Această gamă nu depășește pentru schemele pomenite valoarea de 1,5 : 1.

Pentru reglarea vitezei instalațiilor puternice cu cuplu de ventilator, cum sînt, de exemplu, instalațiile de aeraj din exploatările miniere, se poate folosi așa numita cascadă asincronă-sincronă.

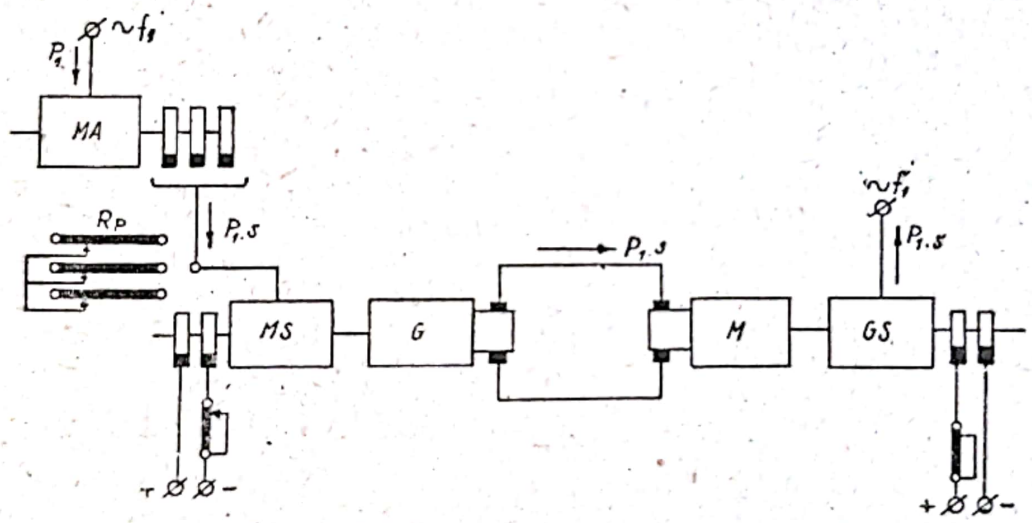


Fig. 5-29. Schema unei cascade asincronă-sincronă

În fig. 5-29 este dată, în reprezentarea monofilară, schema unei astfel de cascade. În această figură *MA* este motorul asincron de acționare a mecanismului cu cuplu de ventilator, *MS* un motor sincron montat pe același arbore ca și generatorul *G* de curent continuu, *M* un motor de curent continuu montat pe același arbore ca și generatorul sincron *GS*. Motorul de curent continuu *M* este legat electric cu generatorul de curent continuu *G*, iar generatorul sincron *GS* se leagă, după pornirea motorului *MA*, la aceeași rețea la care este legat acest din urmă motor.

Variația vitezei motorului *MA* se realizează prin variația excitațiilor, care nu sînt indicate în figură, a mașinilor de curent continuu *G* și *M*.

Puterea de alunecare $P_1 s$ este înapoiată rețelei de curent alternativ prin intermediul mașinilor *MS—G—M—GS*, așa după cum o arată săgețile din figură.

Prin folosirea cascadei asincronă-sincronă se poate obține o reglare continuă între limite destul de largi a vitezei motorului asincron, ajungîndu-se la o gamă de viteze de 9 : 1 sau chiar 10 : 1. Metoda prezintă însă și dezavantaje: cost mare de primă instalație, mașinile folosite în cascadă depășind puterea de 300% din puterea motorului asincron a cărui viteză se reglează; tendința de oscilații a motorului sincron *MS*, mai ales în decursul regimurilor tranzitorii, și schemă complicată de comandă.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL VI

REGLAREA VITEZEI MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU PRIN GRUPURI DE REGLARE, AMPLIFICATOARE ŞI MUTATOARE IONICE

A. GRUPURI DE REGLARE A VITEZEI MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

6-1. Sistemul de „conectare în acelaşi sens sau în opoziţie" pentru reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitaţia derivaţie

Dacă avem la dispoziţie o reţea puternică de curent continuu, se poate folosi pentru reglarea vitezei motorului cu excitaţia derivaţie modificarea tensiunii la bornele indusului acestui motor prin metoda cunoscută sub numele de *„conectare în acelaşi sens sau în opoziţie"*. Metoda se realizează cu ajutorul grupului de reglare a cărui schemă este dată în fig. 6-1. În această figură, M_1 este motorul cu excitaţia

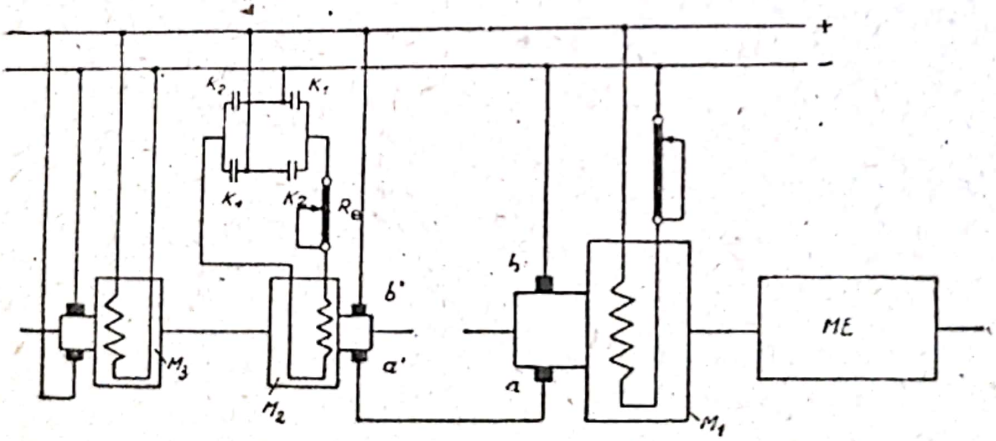


Fig. 6-1. Grup de reglare a vitezei prin „conectarea în acelaşi sens şi în opoziţie"

derivaţie care acţionează mecanismul executor *ME*. Una din bornele motorului M_1, borna *b*, este legată la unul din conductoarele reţelei de curent continuu, de exemplu la conductorul negativ; cealaltă bornă a motorului, borna *a*, este legată la borna *a'* a maşinii M_2, cea de a doua bornă a acestei din urmă maşini, borna *b'*, fiind legată la cel de al doilea con-

ductor al rețelei, la conductorul pozitiv. Mașina M_2, o mașină de curent continuu cu excitația derivație, este montată pe același ax cu mașina M_3 care poate fi un motor de curent continuu, cu excitația derivație ca în figură, sau poate fi un motor asincron legat la o rețea trifazată.

Grupul de mașini $M_2 - M_3$ funcționează cu o viteză constantă, viteza motorului M_3 (motor de curent continuu cu excitație derivație sau motor asincron). În consecință, forța electromotoare

$$E = \frac{p}{a}\,\frac{n}{60}\cdot N\Phi\,10^{-8}$$

a mașinii M_2 depinde numai de fluxul Φ al acestei mașini, deci de curentul său i_{2e} de excitație.

Dacă, cu ajutorul contactelor $K_1 - K_1$ și $K_2 - K_2$ cu care este prevăzut circuitul de excitație al mașinii M_2, facem ca sensul curentului său de excitație i_{2e}, și deci fluxul său magnetic, să fie astfel încît tensiunea U_2 la bornele mașinii M_2 să fie de același sens ca și tensiunea U a rețelei, atunci tensiunea U_1 la bornele motorului M_1 de acționare a mecanismului executor va fi dată de relația:

$$U_1 = U + U_2\,. \tag{6-1}$$

Cum, prin variația curentului de excitație i_{2e}, cu ajutorul reostatului de reglaj R_e cu care este prevăzut circuitul de excitație al mașinii M_2, putem varia tensiunea U_2 de la valoarea zero la o valoare maximă care, prin construcția acestei mașini, este egală cu tensiunea U a rețelei, urmează că valoarea maximă U_{1M} a tensiunii care se aplică motorului M_1 de acționare a mecanismului executor este

$$U_{1M} = U + U_{2M} = U + U = 2U\,. \tag{6-2}$$

Dacă însă sensul curentului de excitație i_{2e} este astfel încît tensiunea la borne U_2 a mașinii M_2 este în opoziție cu tensiunea rețelei, atunci tensiunea U_1 la bornele motorului de acționare M_1 este dată de relația

$$U_1 = U - U_2\,. \tag{6-3}$$

Cum, prin reglarea excitației mașinii M_2, tensiunea U_2 variază între zero și $U_{2M} = U$, urmează că valoarea minimă U_{1m} a tensiunii de la bornele motorului M_1 este:

$$U_{1m} = U - U_{2M} = 0\,. \tag{6-4}$$

În felul acesta motorul derivație M_1, care acționează mecanismul executor ME, lucrează cu o tensiune la borne care poate fi variată în mod continuu prin variația excitației mașinii M_2 cu ajutorul reostatului de reglaj R_e, pe de o parte, și prin inversarea sensului curentului de excitație, cu ajutorul contactelor $K_1 - K_1$ și $K_2 - K_2$, pe de altă parte, de la valoarea zero la valoarea maximă $2U$. Se realizează astfel o gamă întinsă de reglaj a vitezei fără pierderi prea mari, deci cu un randament ridicat, dat fiind că reglarea se face cu ajutorul unui reostat de reglaj dintr-un circuit de excitație, circuitul de excitație al mașinii M_2.

Scanned with OKEN Scanner

Se înțelege de la sine că motorul M_1 de acționare a mecanismului executor trebuie să fie construit pentru o tensiune dublă față de tensiunea rețelei și pentru o putere maximă $2UI_{aM}$, I_{aM} fiind curentul maxim din circuitul principal al mașinilor M_1 și M_2.

La conectarea mașinii M_2 în același sens cu tensiunea rețelei, această mașină lucrează în regim de generator, deci, ca survoltor; la conectarea sa în opoziție față de tensiunea rețelei ea lucrează în regim de motor, lucrează ca devoltor.

Avantajul acestei metode de reglare a vitezei față de reglarea cu ajutorul grupului Ward-Leonard, de care ne-am ocupat în capitolul IV, este că mașinile M_2 și M_3 au o putere maximă UI_{aM}. Cu alte cuvinte, aceste mașini au o putere pe jumătate față de puterea motorului M_1 de acționare a mecanismului executor ME, în timp ce generatorul G și motorul asincron MA (fig. 4-1) a grupului Ward-Leonard au aceeași putere ca și motorul de acționare M a mecanismului executor ME.

Cu tot acest avantaj, metoda de reglare prin „conectarea în același sens sau în opoziție" aproape nu se mai folosește astăzi, dat fiind că energia electrică produsă în centralele electrice este, aproape exclusiv, energie electrică alternativă.

6-2. Reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitația serie alimentat de un generator cu excitația serie

Dacă, în loc de a lega motorul de curent continuu cu excitația serie, care acționează un mecanism executor, la o rețea de alimentare, îl alimentăm de la un generator separat cu excitația serie, avem posibilitatea să realizăm pe o gamă destul de întinsă o reglare fină a vitezei.

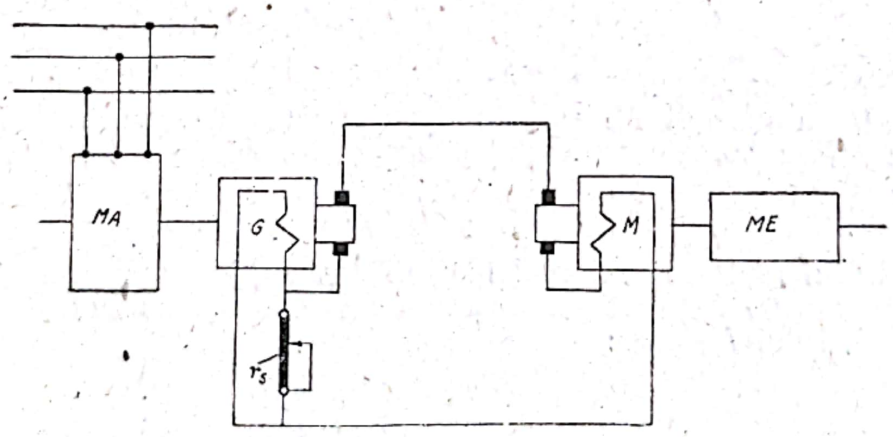


Fig. 6-2. Schema de legături a unui motor de acționare cu excitația serie cu generatorul de curent continuu cu excitația serie care-l alimentează

Schema de legături între motorul de acționare a mecanismului executor și generatorul care-l alimentează, schemă cu ajutorul căreia se obține o astfel de reglare, este dată în fig. 6-2. În această schemă, M este motorul cu excitația serie care acționează mecanismul executor ME, G este generatorul cu excitația serie care alimentează motorul M, MA este motorul asincron care antrenează generatorul G, iar r_s este o rezistență de șuntare a excitației generatorului G.

Caracteristicile mecanice ce se pot obține prin această metodă de reglare a vitezei au o înclinare mică; teoretic se poate obține chiar o caracteristică mecanică paralelă cu axa absciselor. Într-adevăr, fie 1 (fig. 6-3) caracteristică mecanică naturală a motorului serie, caracteristică corespunzătoare unei tensiuni constante U, tensiunea nominală, aplicată la bornele motorului. În cazul alimentării motorului de la un generator separat, tensiunea la bornele generatorului, deci și tensiunea de la bornele motorului, nu este însă constantă. Ea crește pe măsură ce crește sarcina motorului și este reprezentată în fig. 6-3 prin curba 2, pentrucă odată cu sarcina crește curentul I cerut de motor de la generator și, în consecință, crește excitația generatorului. Această creștere a tensiunii atrage după sine o creștere a vitezei, deci o compensare a micșorării acesteia cu sarcina și, teoretic, se pot combina în așa fel parametrii generatorului și ai motorului încît această compensare să fie perfectă, cu alte cuvinte, viteza să nu mai varieze cu sarcina (curba 3 din fig. 6-3).

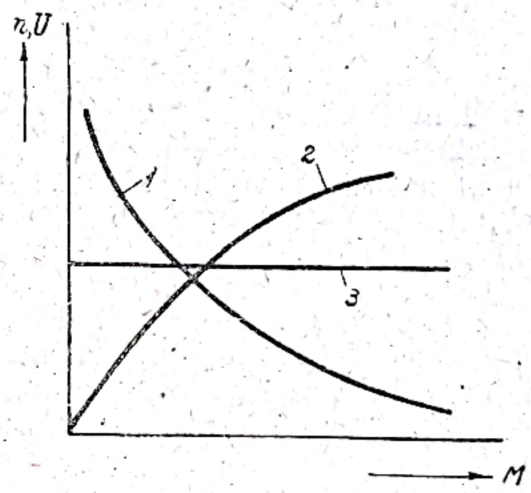


Fig. 6-3. Compensarea căderii de tensiune într-un motor serie alimentat de la un generator separat

În realitate, caracteristicile motorului serie alimentat de la un generator separat, deși nu sînt paralele cu axa absciselor, au, cel puțin în regiunea sarcinilor uzuale, o rigiditate suficientă chiar în cazul acționărilor de mare precizie. Aceste caracteristici, reprezentate în fig. 6-4, au toate un punct comun situat pe axa ordonatelor, punct care corespunde vitezei de mers în gol ideal n_0 a motorului.

Într-adevăr, notînd cu R_a rezistența totală a circuitului principal al celor două mașini, motor M și generator G, cu I curentul din indusul motorului, cu E_g forța electromotoare a generatorului și cu Φ_m fluxul magnetic al motorului, ecuația caracteristicilor mecanice ale acestuia este:

$$n = \frac{E_g - R_a I}{K_{E_m} \cdot \Phi_m}, \qquad (6\text{-}5)$$

în care constanta K_{E_m} se referă la motor.

Notînd cu K_{Eg} constanta respectivă a generatorului, forța sa electromotoare este:

$$E_g = K_{Eg} \cdot \Phi_g n_g , \tag{6-6}$$

în care n_g și Φ_g sînt viteza de rotație și fluxul generatorului.

Înlocuind în ecuația (6-5) forța electromotoare E_g cu valoarea sa dată de relația (6-6), ecuația caracteristicilor mecanice ale motorului devine:

$$n = \frac{K_{Eg} \Phi_g n_g - R_a I}{K_{Em} \Phi_m} , \tag{6-7}$$

sau în cazul cînd cele două mașini, motorul M și generatorul G, sînt identice și, deci, $K_{Em} = K_{Eg}$:

$$n = \frac{\Phi_g n_g - \frac{R_a}{K_{Eg}} \cdot I}{\Phi_m} . \tag{6-8}$$

Cînd motorul merge în gol ideal, curentul I este zero, oricare ar fi rezistența r_s cu care este șuntată excitația generatorului. Notînd atunci cu n_0 viteza de mers în gol ideal a motorului, cu Φ_{om} fluxul acestuia la mersul în gol ideal, flux datorit magnetismului remanent, și cu Φ_{0g} fluxul generatorului în această situație, flux datorit și el magnetismului remanent, relația (6-8) ne dă, oricare ar fi rezistența r_s, deci pentru toate caracteristicile mecanice ale motorului (ținînd seama că viteza generatorului la mersul în gol ideal al motorului, este sensibil egală cu viteza n_g la oricare sarcină a acestuia, această viteză fiind aceea a motorului asincron care antrenează generatorul) aceeași valoare pentru viteza de mers în gol ideal:

$$n_0 = \frac{\Phi_{og}}{\Phi_{om}} n_g , \tag{6-9}$$

care în cazul considerat al identității celor două mașini, cînd fluxurile Φ_{om} și Φ_{og} datorite magnetismului remanent sînt egale, se reduce la

$$n_0 = n_g . \tag{6-10}$$

Caracteristicile mecanice din fig. 6-4 (în care sînt trase cu linii mai groase, 1 și 2, caracteristica naturală a motorului, corespunzătoare tensiunii nominale U constante, și caracteristica numită *caracteristică principală*, pentru care fluxul magnetic al generatorului are valoarea maximă corespunzătoare unei valori infinite a rezistenței r_s de șuntare a excitației generatorului) se pot construi, pornind de la formula (6-8), în același fel în care au fost construite caracteristicile artificiale ale motorului serie.

Caracteristicile mecanice obținute prin alimentarea motorului serie de la un generator serie separat, conform schemei din fig. 6-2, au o rigiditate scăzută în domeniul sarcinilor mici, pînă la 0,2 sau 0,25 din sarcina nominală a motorului; ele au însă o rigiditate suficientă pentru puteri

mai mari, permițînd realizarea unui reglaj continuu și stabil pentru o gamă de viteze $k_g = 10 : 1$ sau chiar mai mult.

Folosirea completă a motorului în cazul adoptării acestei metode de reglaj a vitezelor, ca ori de cîte ori reglajul se obține prin variația tensiunii, se realizează printr-o reglare la cuplu constant.

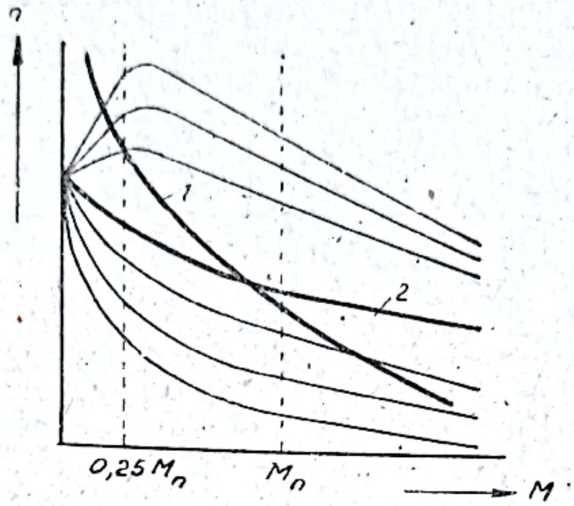


Fig. 6-4. Caracteristicile mecanice ale motorului serie, alimentat de la un generator separat cu excitația șuntată

Reglajul prin această metodă se face prin reducerea vitezei corespunzătoare caracteristicii principale. Se poate însă regla viteza și în sus, peste viteza corespunzătoare caracteristicii principale, șuntînd prin intermediul unui reostat de reglaj excitația motorului. În fig. 6-4 sînt trasate și trei caracteristici mecanice de reglare corespunzătoare caracteristicii principale.

Randamentul reglării vitezei motorului cu excitația serie prin alimentarea sa separată de la un generator de curent continuu cu excitația serie și prin șuntarea excitațiilor generatorului sau motorului este ridicat, deoarece pierderile în rezistențele foarte mici ale șunturilor, acestea fiind de ordinul de mărime al rezistențelor înfășurărilor de excitație, sînt reduse.

Metoda se folosește cu succes pentru motoarele de putere mică în acționările care cer o reglare a vitezei în limite largi. Astfel, metoda este folosită pentru acționarea mecanismelor de avans ale mașinilor unelte: de șlefuit, de frezat etc.

B. AMPLIFICATOARE

6-3. Reglarea vitezei motorului de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard

Schema grupului Ward-Leonard și caracteristicile mecanice $n = f(M)$ ale motorului de acționare a mecanismului executor din acest grup au fost studiate în paragraful (4-1).

Din cele spuse în acest paragraf, putem desprinde următoarele:

1) pentru o funcționare stabilă a motorului de acționare a mecanismului

mai mari, permițînd realizarea unui reglaj continuu și stabil pentru o gamă de viteze $k_g = 10 : 1$ sau chiar mai mult.

Folosirea completă a motorului în cazul adoptării acestei metode de reglaj a vitezelor, ca ori de cîte ori reglajul se obține prin variația tensiunii, se realizează printr-o reglare la cuplu constant.

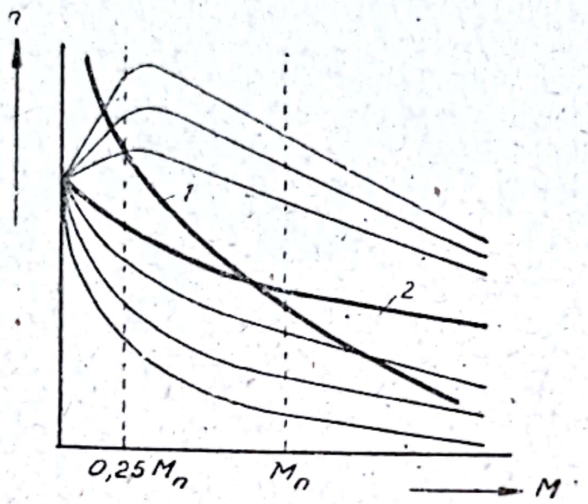


Fig. 6-4. Caracteristicile mecanice ale motorului serie, alimentat de la un generator separat cu excitația șuntată

Reglajul prin această metodă se face prin reducerea vitezei corespunzătoare caracteristicii principale. Se poate însă regla viteza și în sus, peste viteza corespunzătoare caracteristicii principale, șuntînd prin intermediul unui reostat de reglaj excitația motorului. În fig. 6-4 sînt trasate și trei caracteristici mecanice de reglare corespunzătoare caracteristicii principale.

Randamentul reglării vitezei motorului cu excitația serie prin alimentarea sa separată de la un generator de curent continuu cu excitația serie și prin șuntarea excitațiilor generatorului sau motorului este ridicat, deoarece pierderile în rezistențele foarte mici ale șunturilor, acestea fiind de ordinul de mărime al rezistențelor înfășurărilor de excitație, sînt reduse.

Metoda se folosește cu succes pentru motoarele de putere mică în acționările care cer o reglare a vitezei în limite largi. Astfel, metoda este folosită pentru acționarea mecanismelor de avans ale mașinilor unelte: de șlefuit, de frezat etc.

B. AMPLIFICATOARE

6-3. Reglarea vitezei motorului de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard

Schema grupului Ward-Leonard și caracteristicile mecanice $n = f(M)$ ale motorului de acționare a mecanismului executor din acest grup au fost studiate în paragraful (4-1).

Din cele spuse în acest paragraf, putem desprinde următoarele:

1) pentru o funcționare stabilă a motorului de acționare a mecanismului

executor, viteza de rotație a motorului nu poate fi micșorată sub 10% din turația nominală a motorului, ceea ce înseamnă că gama de reglaj, în cazul variației curentului de excitație al generatorului, este de 10 : 1 ; 2) pentru asigurarea unei comutații satisfăcătoare la motorul de acționare a mecanismului executor și la generatorul care-l alimentează, pentru prevenirea pericolului de desfacere a legăturilor frontale ale înfășurărilor indusurilor acestor mașini și pentru a ține seama de condițiunile de rezistență a colectoarelor lor, viteza de rotație a agregatului motor-generator nu poate fi mărită decît de trei ori, foarte rar de patru ori peste viteza nominală a motorului de acționare a mecanismului executor, ceea ce înseamnă că, în cazul reglării prin micșorarea fluxului magnetic al acestui motor, gama de reglaj este de 3 : 1 și foarte rar de 4 : 1.

Rezultă din cele spuse mai sus că gama totală de reglaj a turației, obținută prin combinația celor două metode, este de 30 : 1 sau chiar, în cazuri foarte rare, de 40 : 1.

Ținînd seama de această gamă largă de reglaj a vitezelor și de faptul că randamentul acestui reglaj este ridicat, datorită faptului că reglarea se obține prin intermediul unor reostate din circuitele de excitație, grupul Ward-Leonard este unul dintre cele mai importante dispozitive de acționare electrică și este folosit pe o scară întinsă în diferite domenii ale industriei.

In unele acționări însă, această gamă de reglare nu este suficientă. Pentru a o putea mări, ar trebui să combatem, să anihilăm chiar, influențele care limitează viteza minimă de rotație a motorului de acționare a mecanismului executor, cu alte cuvinte, ar trebui să combatem și chiar să anihilăm reacția indusului în generatorul grupului Ward-Leonard și căderea ohmică de tensiune din circuitul principal al grupului motor-generator. In acest scop se folosesc mașinile cunoscute sub numele de amplificatoare, mașini care compensează în mod automat influența reacției indusului și pe aceea datorită căderii ohmice de tensiune.

Amplificatoarele sînt mașini de curent continuu a căror construcție diferă mai mult sau mai puțin de construcția obișnuită a unor astfel de mașini. Ele pot fi împărțite în două grupe: mașinile cu cîmp transversal și mașinile a căror excitație este obișnuită.

In volumul II al acestei lucrări s-a arătat pe scurt principiul de funcționare al unui amplificator cu cîmp transversal, așa încît în cele ce urmează vom arăta numai folosirea acestui amplificator ca generator și ca excitatoare într-un grup Ward-Leonard.

6-4. Amplificatorul cu cîmp transversal folosit ca generator într-un grup Ward-Leonard de putere mică

In fig. 6-5 sînt date schemele de legătură ale amplificatorului cu cîmp transversal folosit ca generator într-un grup Ward-Leonard de putere mică.

Referindu-ne la fig. 6-5*a*, motorul *M*, care acționează mecanismul executor al unei acționări electrice, este alimentat de amplificatorul cu cîmp transversal *G*, învîrtit cu o viteză constantă de un motor sincron sau asincron, care nu este arătat în figură. Bobina directoare *D* a amplificatorului este legată la mijlocul unui potențiometru *Po* ale cărui extremități sînt

executor, viteza de rotație a motorului nu poate fi micșorată sub 10% din turația nominală a motorului, ceea ce înseamnă că gama de reglaj, în cazul variației curentului de excitație al generatorului, este de 10 : 1 ; 2) pentru asigurarea unei comutații satisfăcătoare la motorul de acționare a mecanismului executor și la generatorul care-l alimentează, pentru prevenirea periculului de desfacere a legăturilor frontale ale înfășurărilor indusurilor acestor mașini și pentru a ține seama de condițiunile de rezistență a colectoarelor lor, viteza de rotație a agregatului motor-generator nu poate fi mărită decît de trei ori, foarte rar de patru ori peste viteza nominală a motorului de acționare a mecanismului executor, ceea ce înseamnă că, în cazul reglării prin micșorarea fluxului magnetic al acestui motor, gama de reglaj este de 3 : 1 și foarte rar de 4 : 1.

Rezultă din cele spuse mai sus că gama totală de reglaj a turației, obținută prin combinația celor două metode, este de 30 : 1 sau chiar, în cazuri foarte rare, de 40 : 1.

Ținînd seama de această gamă largă de reglaj a vitezelor și de faptul că randamentul acestui reglaj este ridicat, datorită faptului că reglarea se obține prin intermediul unor reostate din circuitele de excitație, grupul Ward-Leonard este unul dintre cele mai importante dispozitive de acționare electrică și este folosit pe o scară întinsă în diferite domenii ale industriei.

In unele acționări însă, această gamă de reglare nu este suficientă. Pentru a o putea mări, ar trebui să combatem, să anihilăm chiar, influențele care limitează viteza minimă de rotație a motorului de acționare a mecanismului executor, cu alte cuvinte, ar trebui să combatem și chiar să anihilăm reacția indusului în generatorul grupului Ward-Leonard și căderea ohmică de tensiune din circuitul principal al grupului motor-generator. In acest scop se folosesc mașinile cunoscute sub numele de amplificatoare, mașini care compensează în mod automat influența reacției indusului și pe aceea datorită căderii ohmice de tensiune.

Amplificatoarele sînt mașini de curent continuu a căror construcție diferă mai mult sau mai puțin de construcția obișnuită a unor astfel de mașini. Ele pot fi împărțite în două grupe: mașinile cu cîmp transversal și mașinile a căror excitație este obișnuită.

In volumul II al acestei lucrări s-a arătat pe scurt principiul de funcționare al unui amplificator cu cîmp transversal, așa încît în cele ce urmează vom arăta numai folosirea acestui amplificator ca generator și ca excitatoare într-un grup Ward-Leonard.

6-4. Amplificatorul cu cîmp transversal folosit ca generator într-un grup Ward-Leonard de putere mică

In fig. 6-5 sînt date schemele de legătură ale amplificatorului cu cîmp transversal folosit ca generator într-un grup Ward-Leonard de putere mică.

Referindu-ne la fig. 6-5 *a*, motorul *M*, care acționează mecanismul executor al unei acționări electrice, este alimentat de amplificatorul cu cîmp transversal *G*, învîrtit cu o viteză constantă de un motor sincron sau asincron care nu este arătat în figură. Bobina directoare *D* a amplificatorului este legată la mijlocul unui potențiometru *Po* ale cărui extremități sînt

legate la o sursă de curent continuu, de exemplu la o baterie de acumulatoare.

Pornirea, frînarea, schimbarea sensului de rotație și reglarea vitezei motorului M, care acționează mecanismul executor, se obține foarte simplu prin acționarea manetei potențiometrului.

Pentru a mări gama de reglare a vitezei motorului M, se folosește schema de legături dată în fig. 6-5 *b*.

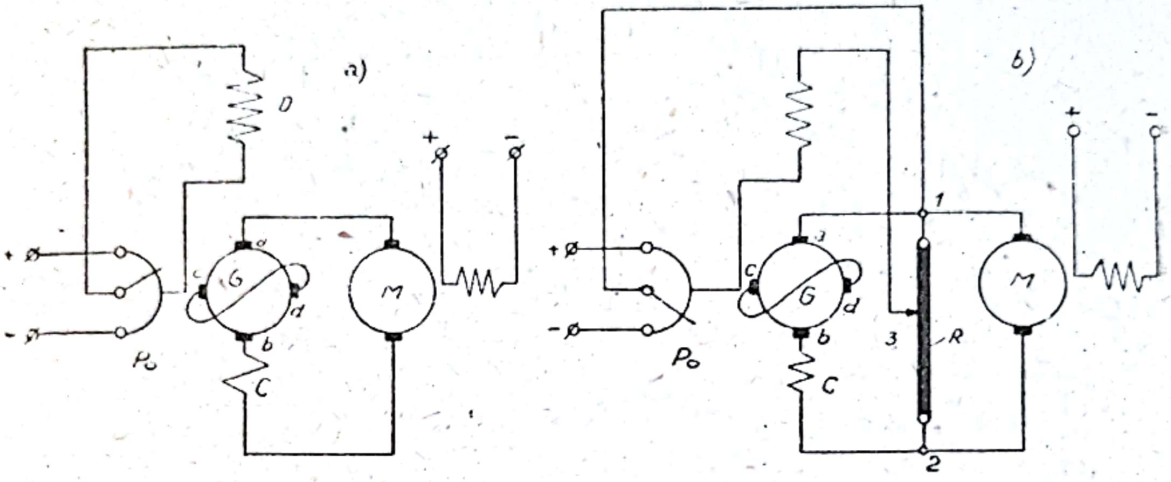


Fig. 6-5. Amplificatorul cu cîmp transversal folosit ca generator în grupul Ward-Leonard

În această schemă, se leagă la bornele generatorului amplificator G, între punctele 1 și 2, o rezistență R și o parte din această rezistență, aceea dintre punctele 1 și 3, după cum se vede în fig. 6-5 *b*, este intercalată în circuitul bobinei directoare D, maneta potențiometrului Po fiind astfel așezată încît tensiunea determinată de aceasta să fie în opoziție cu tensiunea dintre punctele 1 și 3. Curentul care, în aceste condițiuni, trece prin bobina directoare este, astfel, proporțional cu diferența U_D dintre tensiunea determinată de potențiometrul Po și tensiunea dintre punctele 1 și 3. Cînd sarcina motorului M, care acționează mecanismul executor, crește, tensiunea la bornele motorului și, deci, tensiunea dintre punctele 1 și 3 scade. În consecință, crește diferența de tensiune U_D și, deci, crește curentul din bobina directoare. Dar creșterea curentului din această bobină are drept urmare o creștere a fluxului Φ_D și prin urmare o creștere a forței electromotoare dintre periile de lucru ale amplificatorului G. În felul acesta are loc o compensare automată a căderii de tensiune de la bornele motorului M.

6-5. Amplificatorul cu cîmp transversal folosit ca excitatoare a generatorului dintr-un grup Ward-Leonard

În fig. 6-6 este dată schema de legături a amplificatorului A cu cîmp transversal folosit ca excitatoare a generatorului G care alimentează motorul M dintr-un grup Ward-Leonard.

Bobina directoare D a amplificatorului A are o mare rezistență ohmică R și o inductanță L relativ mică. În consecință constanta electromagnetică de timp $L:R$ a acestei bobine directoare este mică, de ordinul

sutimilor sau chiar al miimilor de secundă. Prin urmare durata fenomenelor transitorii din circuitul bobinei directoare este scurtă. Din păcate însă, nu se poate obține o constantă electromagnetică de timp la fel de scurtă între sistemul de perii scurtcircuitate ale indusului amplificatorului. Totuși, constanta electromagnetică de timp a mașinii amplificatoare în întregime este de ordinul de mărime $0,1 \div 0,15$ secunde și reglajul deci nu are de suferit întîrzieri din cauza inerției circuitului amplificatorului, a circuitului, deci, de excitație a generatorului G.

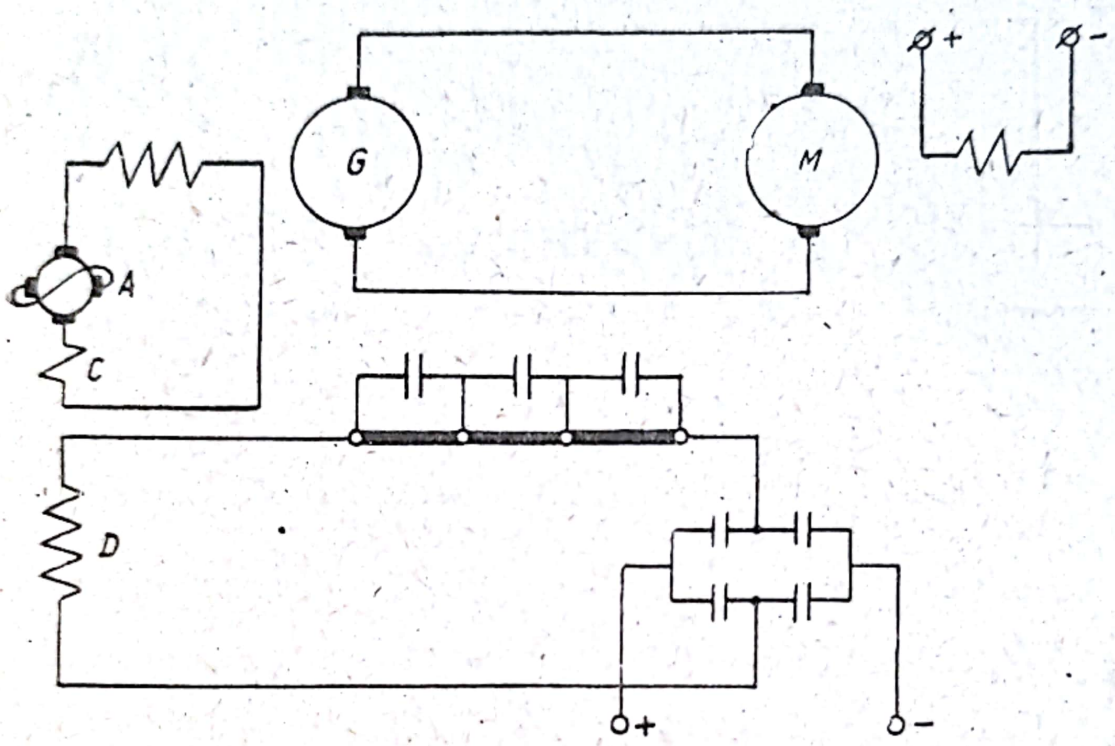


Fig. 6-6. Amplificator cu cîmp transversal folosit ca excitatoare în grupul Ward-Leonard

Bobina directoare a unui amplificator lucrează cu o forță magnetomotoare mică în comparație cu f.m.m. normală produsă de acest amplificator. Obișnuit f.m.m. a bobinei directoare este de circa 5% din f.m.m. necesară amplificatorului. Această bobină înfășurîndu-se pe miezul polilor inductori, peste înfășurarea de excitație a amplificatorului, urmează că rămîne pe miezul acestor poli un loc disponibil de aproximativ 95%. Acest loc disponibil este ocupat de bobinele de compensare și de alte bobine care servesc la reglaj, după cum vom vedea mai jos.

Ținînd seama de aceste bobine, care nu există la o mașină obișnuită de curent continuu, și de faptul că solicitarea magnetică a mașinilor amplificatoare este mică, greutatea lor este de $2 \div 2,5$ ori mai mare decît greutatea unei mașini obișnuite de curent continuu, de aceeași putere.

În fig. 6-7 este dată schema de legături a unui amplificator cu cîmp transversal care servește ca excitatoare pentru generatorul G și, în același timp, pentru menținerea constantă a tensiunii la bornele acestui generator. Amplificatorul are în acest caz, în afară de bobina directoare D, încă o bobină de excitație A. Această bobină de excitație este legată la o sursă

auxiliară de curent continuu, în timp ce bobina directoare este legată la bornele generatorului G prin intermediul unui reostat de reglaj care introduce în circuitul de legătură o rezistență R.

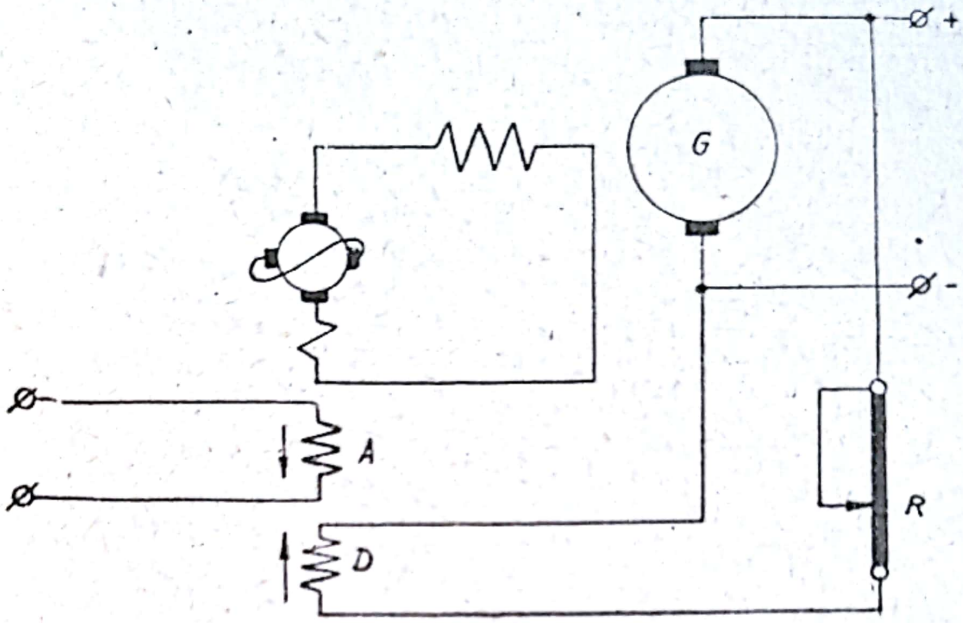


Fig. 6-7. Amplificator cu cîmp transversal folosit ca excitatoare și regulator de tensiune

Luînd drept unitate forța magnetomotoare rezultantă a amplificatorului, corespunzătoare funcționării în gol a generatorului G cu tensiunea normală acestui regim de funcționare, să admitem că forța magnetomotoare a bobinei principale de excitație A este egală cu zece unități. În acest caz, forța magnetomotoare, în opoziție, a bobinei directoare D este de nouă unități. Dacă, acuma, tensiunea la bornele generatorului scade la 90% din tensiunea sa normală la mersul în gol, atunci forța magnetomotoare a bobinei directoare, bineînțeles dacă rezistența R a reostatului de reglaj nu s-a schimbat, scade la $0{,}9 \cdot 9 = 8{,}1$ unități și, în consecință, forța magnetomotoare rezultantă a amplificatorului crește la $10 - 8{,}1 = 1{,}9$ unități, cu alte cuvinte, această forță magnetomotoare aproape se dublează. Crescînd forța magnetomotoare rezultantă a amplificatorului, crește forța electromotoare a acestuia și, deci, curentul din circuitul său principal, curentul de excitație al generatorului G, a cărui forță electromotoare se va mări, compensînd scăderea de tensiune de la bornele sale.

6-6. Amplificator cu excitație obișnuită

În fig. 6—8 *a* este dată schema unei mașini amplificatoare fără cîmp transversal. Mașina are, spre deosebire de o mașină obișnuită de curent continuu, două înfășurări de excitație: o înfășurare A legată în derivație și o înfășurare B legată la o sursă auxiliară de curent continuu.

Rezistența înfășurării de excitație A este mai mare decît rezistența critică a mașinii. De aceea mașina nu se poate excita, cum rezultă de altfel, din diagramele din fig. 6—8 *b*. În această figură curba 1 reprezintă

caracteristica înfășurării de excitație A. Cum această din urmă caracteristică nu taie caracteristica în gol, mașina nu se poate amorsa, nu poate produce tensiune. Dacă însă cealaltă înfășurare de excitație B este conectată la rețea și produce o forță magnetomotoare F_x, atunci caracteristica 1 se deplasează spre stînga în 1', așa cum se vede în fig. 6—8 *b*. În acest caz, dreapta 2 taie noua caracteristică 1' în punctul P și mașina produce tensiunea E_0.

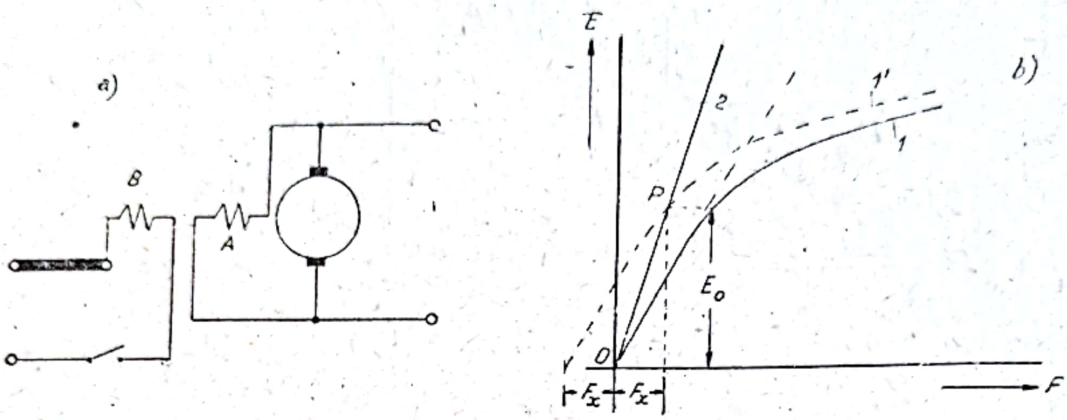


Fig. 6-8. Amplificator cu două excitații

Mărimea forței magnetomotoare a înfășurării de excitație legată la sursa auxiliară de curent la care începe procesul de autoexcitare a mașinii depinde de unghiul pe care-l face dreapta 2, caracteristica înfășurării de excitație A, cu tangenta în punctul O la caracteristica în gol 1. Cu cît este mai mare acest unghi, cu atît mai mare trebuie să fie forța magnetomotoare F_x produsă de înfășurarea legată la sursa auxiliară de curent.

6-7. Amplificator fără cîmp transversal folosit la mărirea gamei de viteză a unui grup Ward-Leonard

În fig. 6-9 este dată schema unui grup Ward-Leonard la care este adaptat un amplificator fără cîmp transversal. În această schemă, M este motorul care acționează mecanismul executor, G este generatorul grupului Ward-Leonard, generator antrenat de un motor asincron care nu este arătat în schemă, și *Ma* este mașina de amplificare.

Generatorul G are două înfășurări de excitație: o înfășurare A alimentată de la o sursă auxiliară de curent continuu, de la barele excitatoarei montate pe axul motorului asincron care antrenează generatorul G, și o înfășurare B alimentată de amplificatorul *Ma*.

Amplificatorul *Ma* are patru înfășurări de excitație: o înfășurare în derivație e_1, o înfășurare e_2 alimentată de sursa auxiliară de curent, o înfășurare e_3 legată la bornele reostatului R_1 din circuitul care leagă motorul M de generatorul G și o înfășurare e_4 legată la bornele motorului M.

Forțele magnetomotoare F_4 și F_3 produse de înfășurările de excitație e_4 și e_3 sînt în opoziție. Notînd cu U tensiunea aplicată la bornele motorului M și cu I intensitatea curentului din circuitul generator G — motor M, forța magnetomotoare a înfășurărilor de excitație e_4 și e_3 este:

$$F_d = F_4 - F_3 = aU - bI = a\left(U - \frac{b}{a} I\right), \qquad (6\text{-}11)$$

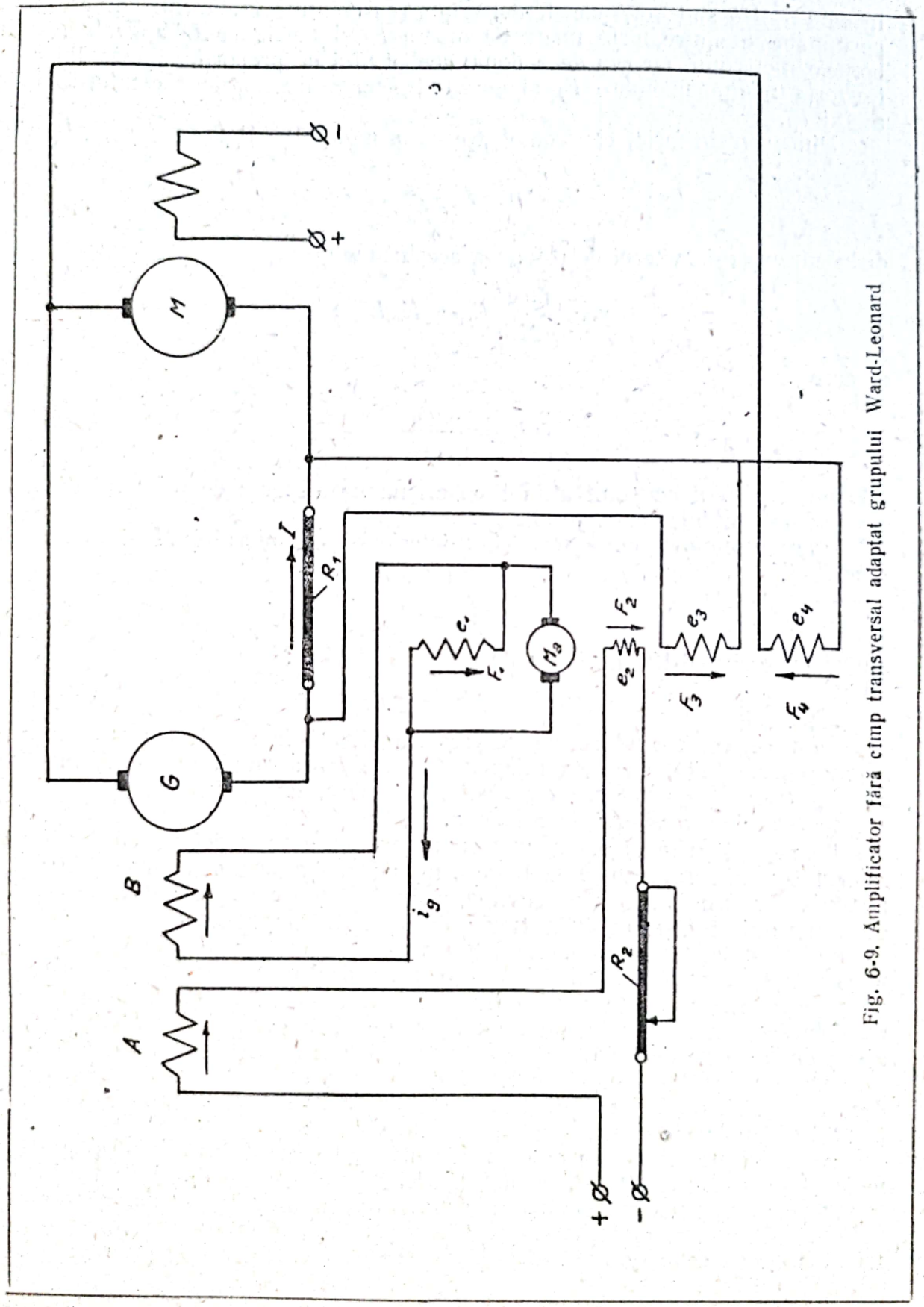


Fig. 6-9. Amplificator fără cîmp transversal adaptat grupului Ward-Leonard

Scanned with OKEN Scanner

în care a și b sînt două constante, prima reprezentînd coeficientul de proporționalitate dintre forța magnetomotoare F_4 și tensiunea U aplicată la bornele motorului, iar cea de a doua, coeficientul de proporționalitate dintre forța magnetomotoare F_3 și curentul I care trece prin reostatul de reglaj R_1.

Din expresia forței electromotoare E_m a motorului M

$$E_m = \frac{p}{a} N \frac{n}{60} \Phi ,$$

deducem expresia vitezei de rotație a acestui motor

$$n = \frac{60\,a}{p\,N\,\Phi} E_m = K_n E_m . \qquad (6\text{-}12)$$

în care

$$K_n = \frac{60\,a}{p\,\Phi\,N} \qquad (6\text{-}13)$$

este un coeficient constant atîta timp cît nu ne atingem de reostatul din circuitul de excitație al motorului M.

Dacă însemnăm cu r rezistența interioară a motorului M și ținem seama că

$$E_m = U - r\,I ,$$

atunci expresia (6-12) a vitezei de rotație n devine:

$$n = K_n (U - r\,I) \qquad (6\text{-}14)$$

Se vede, comparînd această expresie a vitezei de rotație a motorului M cu relația(6-11), că forța magnetomotoare F_d a amplificatorului, numită *forță magnetomotoare directoare,* este dată de o formulă cu totul analoagă aceleia a vitezei de rotație n.

La mersul în gol ideal al motorului, cînd curentul I debitat de generatorul G este zero, trebuie să lucreze numai înfășurarea de excitație A a acestuia din urmă. Cu alte cuvinte, prin înfășurarea B de excitație a generatorului, înfășurare alimentată de mașina amplificatoare Ma, nu trebuie să circule nici un curent. Ținînd seama că, în această situație, tensiunea la bornele reostatului R_1 este zero, deci că prin înfășurarea de excitație e_3 a amplificatorului nu trece curent, pentru ca amplificatorul să nu debiteze curent în înfășurarea de excitație B a generatorului, este de ajuns ca forța magnetomotoare $F_4 - F_2$ a înfășurărilor de excitație e_4 și e_2 ale amplificatorului să fie zero și ca amplificatorul să nu se autoexcite, deci ca rezistența înfășurării sale de excitație derivație e_1 să fie mai mare decît rezistența critică a amplificatorului.

Așa dar, pentru ca la mersul în gol ideal al motorului M, fluxul magnetic al generatorului G să fie dat numai de înfășurarea de excitație A, trebuie ca rezistența înfășurării e_1 de excitație a amplificatorului să fie mai mare decît rezistența sa critică și ca rezultanta F_x a forțelor magnetomotoare din celelalte înfășurări de excitație (e_4, e_3 și e_2) ale amplificatorului să fie zero.

Această din urmă condiție

$$F_x = F_4 - F_3 - F_2 = 0 \ ,$$

ținînd seama că forța magnetomotoare $F_3 = 0$, deoarece tensiunea de la bornele înfășurării e_3 este zero, echivalează cu condiția

$$F_2 = F_4 \ . \tag{6-15}$$

Cum, însă, forța magnetomotoare F_4 este dată de relația $F_4 = aU$ și cum tensiunea U de la bornele motorului M este, în acest caz, egală cu forța electromotoare E_0 a generatorului, rezultă că condiția (6-15) se reduce la :

$$F_2 = F_4 = aE_0 \ . \tag{6-16}$$

Cînd motorul lucrează în sarcină, curentul I nu mai este zero și forțele magnetomotoare F_4 și F_3 modificîndu-se, forța magnemotoare rezultantă :

$$F_x = F_4 - F_3 - F_2$$

nu mai este zero. În consecință, amplificatorul Ma se autoexcită (vezi procesul de autoexcitație în fig. 6-6 *b*) și fluxul magnetic al generatorului G crește datorită curentului care se stabilește și în înfășurarea de excitație B, alimentată de amplificator.

Să notăm cu ΔE creșterea forței electromotoare a generatorului G, antrenată de creșterea excitației sale, care este datorită încărcării motorului, și cu R rezistența interioară a generatorului și a reostatului de reglaj R_1. Cu aceste notații, expresia tensiunii U de la bornele motorului este

$$U = E_0 + \Delta E - RI \ ,$$

iar forța magnetomotoare F_x devine, ținînd seama de relația (6-16)

$$F_x = F_4 - F_3 - F_2 = a\,(E_0 + \Delta E - RI) - bI - aE_0 \ ,$$

sau

$$F_x = a \cdot \Delta E - (aR + b)\,I \ . \tag{6-17}$$

Însemnînd cu c coeficietul de proporționalitate dintre creșterea ΔE a forței electromotoare și dintre forța magnetomotoare F_x

$$\Delta E = cF_x \ ,$$

avem, ținînd seama de relația (6-17) :

$$\Delta E = ca\ \Delta E - c\,(aR + b)\,I \ , \tag{6-18}$$

din care rezultă

$$\Delta E = \frac{c\,(aR + b)\,I}{ac - 1} \tag{6-19}$$

sau

$$\Delta E = kI \ , \tag{6-20}$$

în care

$$k = \frac{c\,(a\,R + b)}{a\,c - 1}\,.$$

Relația (6-20) ne spune că, prin încărcarea motorului, forța electromotoare a generatorului crește proporțional cu curentul de sarcină.

Viteza de rotație n a motorului M, atîta timp cît excitația acestuia se păstrează constantă, deci atîta timp cît nu ne atingem de reostatul de excitație al motorului, scade din pricina căderii de tensiune, reacția indusului motorului fiind, după cum am arătat la studiul caracteristicilor motoarelor derivație, neglijabilă. Dar căderea de tensiune ΔU, provocată de trecerea curentului de sarcină prin rezistențele circuitului generator G-motor M, este dată de relația

$$\Delta U = (r_g + r + R_1)\,I\,, \tag{6-21}$$

în care

r_g este rezistența interioară a generatorului G,

r — rezistența interioară a motorului M și

R_1 — rezistența reostatului de reglaj dintre cele două mașini.

Dacă această cădere de tensiune este compensată exact de creșterea forței electromotoare a generatorului G; cu alte cuvinte, dacă:

$$\Delta U = \Delta E = k\,I\,,$$

sau

$$(r_g + r + R_1)\,I = k\,I\,, \tag{6-22}$$

atunci viteza n este constantă.

Așadar, pentru ca viteza de rotație n a motorului să rămînă constantă, ar trebui să fie îndeplinită condiția dată de relația (6-22), care se poate scrie:

$$\frac{c\,(a\,R + b)}{a\,c - 1} = r_g + r + R_1 = R + r\,. \tag{6-23}$$

Dacă

$$\frac{c\,(a\,R + b)}{a\,c - 1} < R + r\,, \tag{6-24}$$

viteza n a motorului descrește odată cu creșterea sarcinii motorului, iar dacă

$$\frac{c\,(a\,R + b)}{a\,c - 1} > R + r$$

viteza motorului crește odată cu sarcina acestuia.

Pentru a stabili ecuația caracteristicilor mecanice ale motorului M, aplicăm teorema a doua a lui Kirchhoff circuitului generator G - motor M, circuit parcurs de curentul I și asupra căruia lucrează două forțe elec-

Scanned with OKEN Scanner

tromotoare, forța electromotoare E a generatorului, de același sens ca și curentul I, și forța electromotoare E_m a motorului M, de sens contrar curentului I;

$$E - E_m = (r_g + R_1 + r) I = (R + r) I ,$$

sau

$$E = E_m + (R + r) I . \tag{6-25}$$

Ținînd seama că $E = E_0 + \Delta E$ și $E_m = K_{E_m} n \Phi = Kn$, unde $K = K_{E_m} \Phi$, ultima relație se poate scrie:

$$E_0 + \Delta E = Kn + (R + r) I , \tag{6-26}$$

Înlocuind în această relație pe ΔE cu valoarea sa dată de relația (6-19), obținem relația

$$E_0 + \frac{c (aR + b)}{ac - 1} I = Kn + (R + r) I ,$$

din care scoatem valoarea vitezei de rotație n a motorului M:

$$n = \frac{E_0}{K} + \frac{1}{K} \left[\frac{c (aR + b)}{ac - 1} - (R + r) \right] I$$

sau

$$n = n_0 + \frac{c (b - ar) + R + r}{K (ac - 1)} I , \tag{6-27}$$

în care n_0 este viteza motorului M la mersul în gol ideal.

Relația (6-27), astfel obținută, este ecuația caracteristicilor mecanice ale motorului, caracteristici obținute prin adaptarea amplificatorului fără cîmp transversal grupului Ward-Leonard.

Eliminînd curentul I între ecuația (6-27) și expresia

$$M = C_M I$$

a cuplului dezvoltat de motorul M, obținem a doua formă a ecuației caracteristicilor mecanice ale motorului

$$n = n_0 + \frac{c (b - ar) + R + r}{C_M K (ac - 1)} M . \tag{6-28}$$

Caracteristicile acestea sînt foarte puțin înclinate, ceea ce scoate în evidență rolul de regulator pe care-l joacă amplificatorul Ma, și permite o reglare a vitezei motorului între limite cu mult mai largi decît acelea ce se obțin cu un grup Ward-Leonard fără acest amplificator, gama de reglaj putînd ajunge la 100 : 1.

Se poate simplifica sistemul de reglare descris mai sus, obținîndu-se, în același timp, o valoare foarte mică pentru constanta electromagnetică de timp a circuitului de excitație, dacă se folosește montajul arătat în schema din fig. 6-10.

Scanned with OKEN Scanner

În această schemă amplificatorul *Ma* este montat pe una din diagonalele unei punți, punctele de la capetele celei de a doua diagonale fiind legate la sursa auxiliară de curent. Înfășurarea de excitație a generatorului *G* este împărțită în două : o parte AB_1 este legată pe o latură a punții și cealaltă AB_2 este legată pe latura opusă acesteia. Pe aceleași laturi sînt legate și înfășurările de excitație e_1 și e_2 ale amplificatorului, înfășurarea de excitație e_3 fiind legată la bornele reostatului de reglaj R_1, iar înfășurarea de excitație e_4 la bornele motorului *M*.

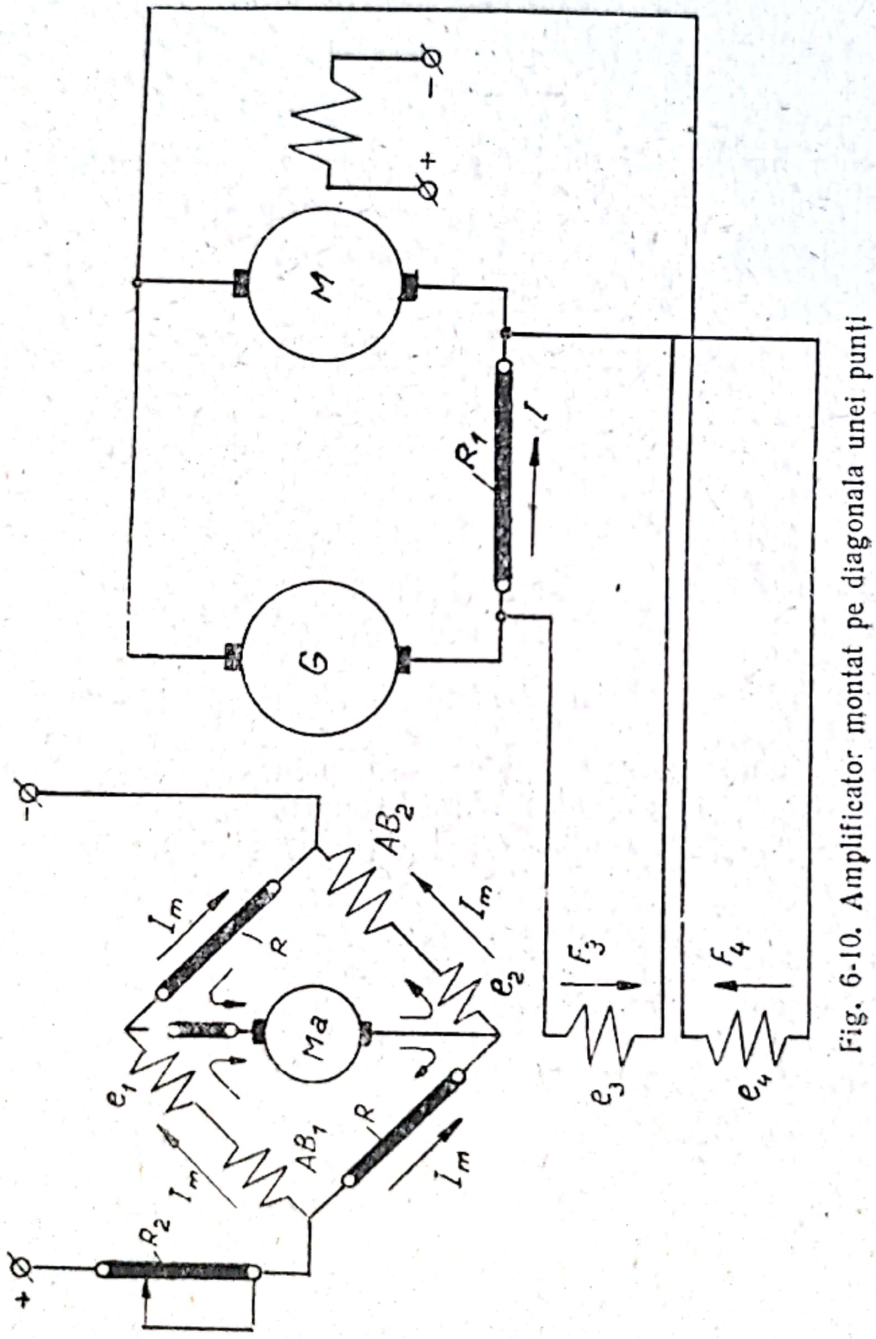


Fig. 6-10. Amplificator montat pe diagonala unei punți

La mersul în gol ideal al motorului *M*, atunci cînd forța magnetomotoare F_3 produsă de înfășurarea de excitație e_3 a amplificatorului *Ma* este zero, deoarece tensiunea la bornele rezistenței R_1 este zero, ne putem

aranja astfel încît amplificatorul să nu se autoexcite. În acest caz, amplificatorul Ma nu debitează nici un curent în laturile punții și, deci, excitația generatorului G este dată numai de curentul I_m care trece prin cele două părți identice AB_1 și AB_2 ale înfășurării sale de excitație. Se înțelege că se poate regla curentul I_m cu ajutorul reostatului de reglaj R_2, astfel ca forța electromotoare E_0 a generatorului și, deci, tensiunea U_0 a motorului la mersul în gol ideal să fie aceea pe care o dorim.

Cînd motorul se încarcă, amplificatorul se excită și debitează curenți în laturile punții, așa cum se arată, prin săgeți, în schema din fig. 6-10. Excitația generatorului crește și, odată cu ea, crește forța sa electromotoare, compensînd astfel căderea de tensiune provocată la bornele motorului M de încărcarea acestuia.

Avantajul acestei scheme stă în faptul că, prin intercalarea rezistențelor R în circuitul înfășurării de excitație a generatorului, constanta electromagnetică de timp este mult micșorată și reglarea se face prompt.

C. MUTATOARE IONICE

6-8. Generalități

În ultimul timp se folosesc tot mai frecvent în acționările electrice motoarele de curent continuu, cu excitația derivație sau cu excitație serie, alimentate cu curent prin mutatoare ionice comandate, ca: tiratroane, tuburi cu mercur cu comanda pe grilă și ignitroane (tuburi cu mercur cu amorsare ritmică).

Mutatorul electric servește în acest caz nu numai pentru redresarea curentului alternativ, ci și pentru comanda motorului pe care-l deservește, cu alte cuvinte, pentru pornirea, pentru reglarea vitezei, pentru frînarea acestuia etc.

Această comandă a motorului se poate realiza, evident, variind tensiunea aplicată motorului, deci tensiunea pe partea curentului redresat de mutator. În acest scop se folosește principiul reglării pe grilă a momentului de aprindere a arcului din tubul mutatorului. Prin figurile 6-11 *a* și 6-11 *b* se reamintește pe scurt acest principiu, care a fost expus în volumul II al acestei lucrări.

În fig. 6-11 *a* este dată caracteristica de aprindere a unui mutator cu comanda pe grilă, cu alte cuvinte, curba care ne arată cît de mare trebuie să fie, pentru o anumită tensiune anodică U_a, potențialul U_g al grilei, pentru ca să se aprindă arcul în tubul mutatorului. Dacă pentru o anumită tensiune anodică aplicată mutatorului, potențialul grilei este mai mic decît acela care rezultă din fig. 6-11 *a* arcul nu se aprinde; dacă acest potențial este egal cu acela care rezultă din fig. 6-11 *a* sau mai mare decît acesta, arcul se aprinde. S-au folosit în această figură două scări pentru volți; o scară pentru măsura tensiunii anodice și o alta, cu mult mai mare, pentru măsura potențialului grilei, pentru ca cetirile ambelor tensiuni să se poată face ușor și, cu toate acestea, figura să nu fie exagerat de mare.

În fig. 6-11 *b* este trasată cu linie plină semiunda pozitivă a unei tensiuni anodice sinusoidale a cărei valoare maximă este de 400 V. Această semiundă, singura care ne interesează, deoarece în cazul semiundei negative

nu trece curent prin tubul mutatorului, a fost trasată la aceeași scară folosită pentru tensiunea anodică în fig. 6-11 *a*. În aceeași figură este trasată cu linie punctată caracteristica de aprindere, folosind aceeași scară pentru măsura potențialelor de aprindere ca și aceea folosită în fig. 6-11 *a* la măsura potențialului U_g al grilei. Pentru trasarea acestei caracteristici s-a procedat în felul următor. S-au luat cîteva puncte pe axa absciselor și s-au măsurat ordonatele de pe curba tensiunii anodice corespunzătoare acestor puncte. Cu ajutorul caracteristicii din fig. 6-11 *a* s-a determinat potențialul grilei care determină aprinderea arcului, potențial corespunzător fiecărei ordonate pe care am măsurat-o. Aceste potențiale au fost apoi folosite la trasarea caracteristicii punctate.

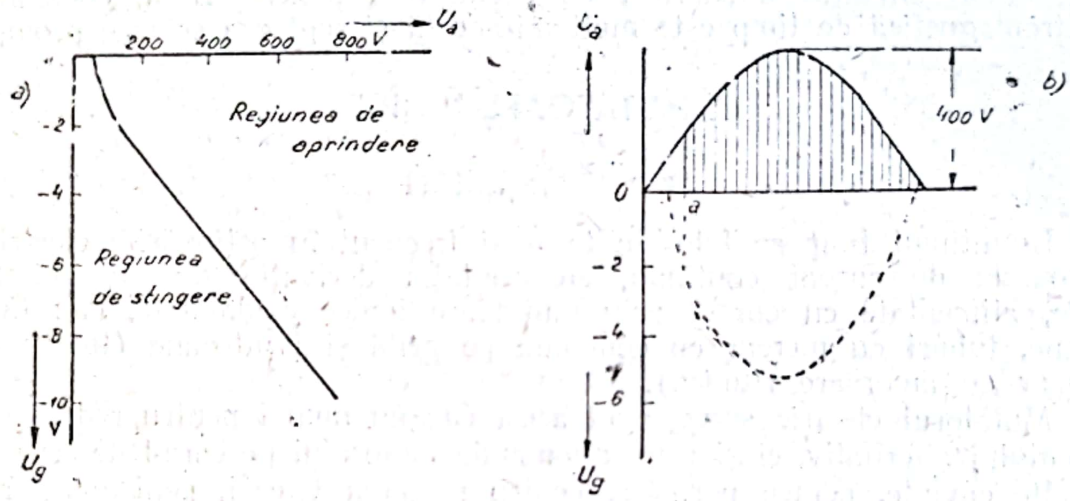


Fig. 6-11. *a*- Caracteristica de aprindere ; *b*- diagrama de pornire a tiratronului

Presupunînd acum că grila are un potențial egal cu —2 V, aprinderea are loc în momentul $t = \overline{Oa}$. Odată aprins arcul din tubul mutatorului el nu se mai stinge, indiferent de tensiunea pe care ar putea-o lua ulterior grila, decît în momentul cînd tensiunea anodică ajunge la zero.

Variind tensiunea de grilă, avem posibilitatea să grăbim sau să întîrziem momentul în care se amorsează arcul din tubul mutatorului și, deci, avem posibilitatea să mărim sau să micșorăm valoarea medie a tensiunii redresate de pe fiecare semiundă a tensiunii anodice.

Se înțelege că, alegîndu-ne un potențial de grilă mai mic decît — 5,3 V, valoare care corespunde ordonatei minime a caracteristicii de aprindere, trasată punctat în fig. 6-11 *b*, prin tubul grilei nu va trece curent nici un moment din toată durata semiundei pozitive a tensiunii anodice și, deci, tensiunea medie redresată va fi zero. Din contra, dacă potențialul U_g al grilei este zero, arcul din tubul mutatorului se va aprinde chiar de la începutul undei pozitive a tensiunii anodice și valoarea medie a tensiunii redresate va fi maximă.

6-9. Schema acționării prin tiratroane ale căror grile sînt comandate de un regulator de fază

În fig. 6-12, este reprezentată schema alimentării unui motor de curent continuu M, cu excitația derivație, prin intermediul a trei tiratroane identice T_1, T_2 și T_3. Aceste tiratroane, ca și tuburile de mercur, de altfel, sînt conectate la rețeaua de curent alternativ prin intermediul unui transformator T, al cărui rost este acela de a obține tensiunea necesară pe partea curentului redresat. Motorul M este legat între borna de nul a secundarul transformatorului T și borna comună a catodelor celor trei tiratroane. O bobină de inducție BS cu miez de fier (bobină de șoc, cum

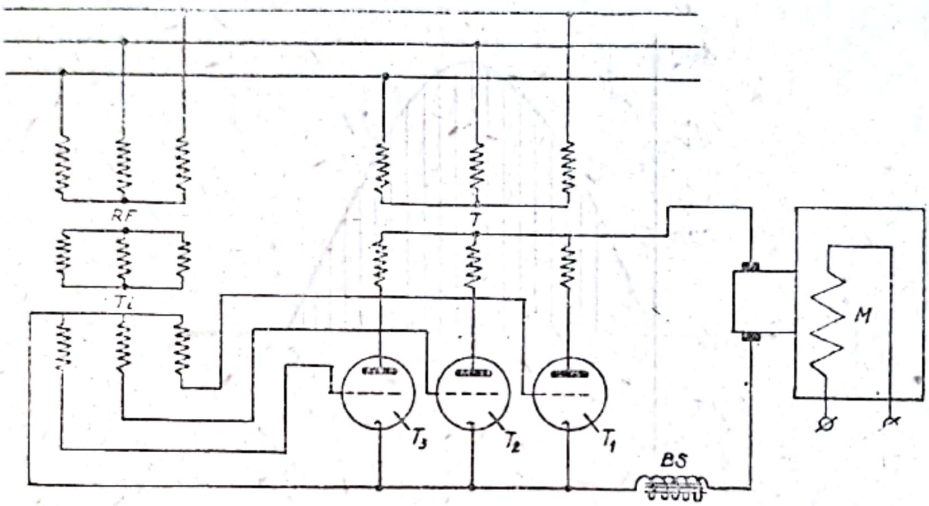


Fig. 6-12. Schema unei acționări cu tiratroane

se spune) este legată în circuitul motorului M pentru a atenua pulsațiile curentului redresat. La aceeași rețea la care este conectat transformatorul T se leagă un regulator de fază RF. Acest regulator de fază, al cărui rost este să decaleze faza tensiunii de alimentare a grilelor celor trei tiratroane pentru a întîrzia sau grăbi momentul în care se amorsează arcul în tubul unui tiratron, este de fapt un motor asincron cu rotorul calat. Grilele celor trei tiratroane nu sînt legate direct la bornele rotorului regulatorului de fază RF, ci prin intermediul unui transformator de impuls T_i. Rostul acestui transformator de impuls este de a obține o variație mai pronunțată a tensiunii de grilă și deci o precizie mai mare a momentului de amorsare a tiratroanelor. Tiratroanele sînt prevăzute cu circuite de încălzire, care nu sînt prevăzute în schema din fig. 6-12, circuite care sînt legate la înfășurări separate ale transformatorului.

În fig. 6-13 este explicată funcționarea acționării prin tiratroane, acționare reprezentată în fig. 6-12. În partea de sus a acestei figuri, deasupra axei absciselor, este trasată printr-o linie plină (curba 1) semiunda pozitivă a tensiunii anodice

$$u_a = \sqrt{2}\, U_a \sin \omega t$$

aplicate unuia din cele trei tiratroane.

Sub axa absciselor sînt trasate: curba 2, care reprezintă tensiunea aplicată grilei aceluiași tiratron prin intermediul transformatorului de impuls al cărui primar este secundarul (rotorul) reguatorului de fază, și curba 3, caracteristica de aprindere. Punctului de intersecție dintre sinusoida tensiunii de grilă și dintre caracteristica de aprindere a tiratronului îi corespunde momentul cînd se stabilește curentul în tubul acestuia, curent care nu se mai întrerupe apoi pînă cînd tensiunea anodică ajunge la zero. Pe axa absciselor fiind luate unghiurile de fază, momentul aprinderii este caracterizat prin unghiul α, care putînd fi variat după nevoie de regulatorul de fază, poartă numele de unghiu de reglaj.

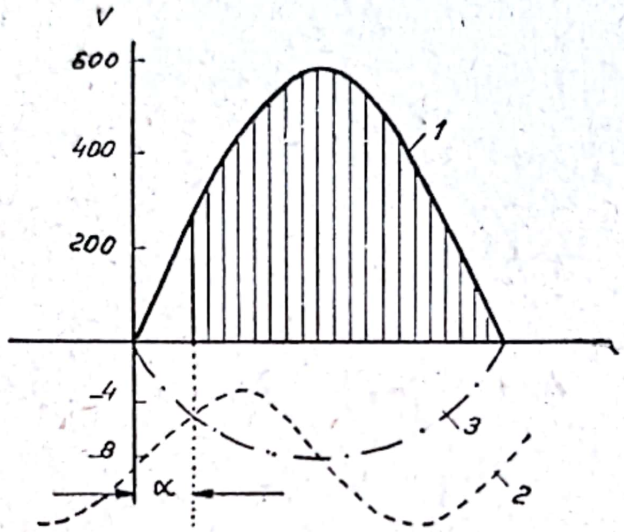


Fig. 6-13. Diagrama tensiunilor anodice și de grilă într-o schemă cu regulator de fază

La mersul în gol al redresorului cu grilele deschise, cu alte cuvinte, cu circuitul acestora neconectat la bornele transformatorului de impuls T_i, cînd $\alpha = 0$, valoarea medie U_{r0} a tensiunii de partea redresată este, după cum s-a arătat în vol. II al acestei lucrări, în cazul unui redresor trifazat cu mercur (care redresează, întocmai ca și cele trei tiratroane ale noastre la mersul în gol cu grilele deschise, trei semiunde pozitive de pe intervalul unei perioade):

$$U_{r0} = 0{,}826 \cdot \sqrt{2}\, U_a = 1{,}175\, U_a\,, \qquad (6\text{-}29)$$

în care U_a este tensiunea anodică eficace aplicată unui tiratron, deci tensiunea eficace pe fază a secundarului transformatorului T.

La mersul în sarcină a motorului M, admițînd că intensitatea curentului redresat este constantă, cu alte cuvinte, că n-ar exista pulsații ale curentului, forța electromotoare E a motorului, pentru o anumită valoare α a unghiului de reglaj, este dată de relația:

$$E = U_{r0} \cos \alpha - \Delta U - I_a R_{aech}\,, \qquad (6\text{-}30)$$

în care :

ΔU este căderea de tensiune în arcurile electrice din tuburile tiratroanelor,

I_a — valoarea medie a curentului redresat care traversează circuitul indusului și

R_{aech} — este, ceea ce se cheamă, rezistența echivalentă a circuitului indusului.

Această rezistență echivalentă ține seama de faptul că, prin trecerea curentului prin circuitul indusului, avem pierderi de tensiune nu numai pe porțiunea din acest circuit situată pe partea curentului redresat, ci și în porțiunea acestui circuit de partea neredresată a curentului.

Pentru a deduce ecuația caracteristicilor mecanice ale motorului M plecăm de la relația cunoscută

$$n = \frac{E}{K_E \Phi},$$

în care înlocuim forța electromotoare E prin expresia sa dată de relația (6-30). Făcînd această înlocuire, obținem relația

$$n = \frac{U_{r0} \cos \alpha - \Delta U - I_a R_{a\,ech}}{K_E \Phi}, \qquad (6\text{-}31)$$

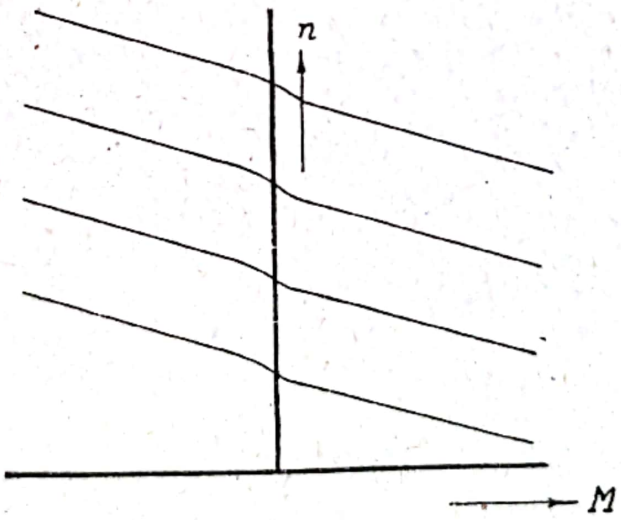


Fig. 6-14. Caracteristicile mecanice ale motorului derivație alimentat de tiratroane

care este una din formele ecuației caracteristicilor mecanice ale motorului.

Eliminînd curentul I_a între această ecuație și relația

$$M = K_M \Phi I_a,$$

care dă cuplul dezvoltat de motor, obținem a doua formă a ecuației caracteristicilor mecanice:

$$n = \frac{U_{r0} \cos \alpha - \Delta U}{K_E \Phi} - \frac{R_{a\,ech}}{K_E K_m \Phi^2}. \qquad (6\text{-}32)$$

În cazul unui motor cu excitația derivație alimentat cu curentul redresat de tiratroane, caracteristicile mecanice ale motorului au alura din fig. 6-14. Aceste caracteristici sînt niște linii drepte, cu excepția unei mici porțiuni din vecinătatea mersului în gol, unde avem o variație mult mai accentuată a vitezei. Înclinația acestor caracteristici, care amintesc caracteristicile obținute cu un grup Ward-Leonard, este însă mai accentuată decît caracteristicile acestui grup, din cauza căderii de tensiune din tiratroane și, mai ales, din cauza reactanței înfășurărilor secundarului transformatorului care alimentează tiratroanele.

Acționarea prin mutatoare ionice, cunoscută și sub numele de acționare ionică, se folosește în acționările electrice care pînă în prezent, pentru o reglare continuă sau o reglare în limite largi a vitezei și cu un randament ridicat, foloseau motoarele de curent continuu alimentate de la un generator separat.

Avantajele pe care le prezintă noua acționare, acționarea ionică, față de acționarea cu grup generator-motor, sînt multe. Iată cîteva din aceste avantaje: gabarite mult mai mici pentru instalație, lipsa fundației pentru redresoare, cost de instalație mai redus, economie de materiale neferoase, randament mai ridicat, o inerție mult mai mică la comanda pe grilă.

Dezavantajul principal al acestei acționări îl constituie micșorarea pronunțată a factorului de putere pentru reglările la viteze mai îndepărtate de viteza de bază.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL VII

REGIMURILE TRANZITORII ÎN ACȚIONĂRILE ELECTRICE ȘI DIAGRAMELE DE SARCINĂ

7-1. Generalități

Funcționarea unei acționări electrice în timpul trecerii de la un regim de funcționare la altul, funcționare în timpul căreia viteza variază, poartă numele de regim tranzitoriu al acționării electrice.

Regimurile tranzitorii ale unei acționări electrice sînt determinate de comanda acționării, cu alte cuvinte, de pornirea, frînarea, oprirea și schimbarea sensului de mers al acționării ; de variația cuplului de sarcină al mecanismului executor ; de reglarea vitezei acționării, reglare cerută de procesul tehnologic al mecanismului executor și, în sfîrșit, de diferite cauze accidentale, cum sînt, de exemplu, variațiile de tensiune și de frecvență ale rețelei de alimentare a motorului sau motoarelor de acționare.

Există acționări electrice la care pornirile sînt foarte rare, ale căror dispozitive de pornire sînt extrem de simple și care au durate foarte îndelungate de funcționare în regim permanent. Pentru aceste acționări, la care durata regimurilor tranzitorii este neglijabilă față de durata lor de funcționare în regim permanent, studiul regimurilor tranzitorii nu prezintă prea mare importanță.

Există, însă, și acționări electrice la care cuplul de sarcină al mecanismului executor variază necontenit cu timpul, după o anumită lege. Aceste acționări funcționează permanent în regim tranzitoriu și pentru aceste acționări studiul regimului tranzitoriu este absolut indispensabil.

În general, cunoașterea regimurilor tranzitorii este necesară pentru a putea determina mijloacele de reducere a timpilor neproductivi ai mecanismului acționat, pentru a putea determina corect puterea motoarelor de acționare, pentru a putea face o alegere corectă a aparaturii și a metodelor de comandă, pentru a putea face calculul schemelor de automatizare și pentru a putea determina mijloacele de reducere a pierderilor de energie la pornirea, frînarea și inversarea sensului de mers al acționărilor electrice.

Regimurile tranzitorii pot fi de natură termică, de natură electromecanică sau de natură electromagnetică și studiul lor se complică din cauza interdependenței dintre aceste regimuri de naturi diferite.

Scanned with OKEN Scanner

Durata proceselor tranzitorii de natură electromecanică și a acelora de natură electromagnetică fiind, în general, foarte scurtă, încălzirea motoarelor și a diferitelor aparate electrice în timpul acestor procese tranzitorii este neglijabilă. De aceea în calculele regimurilor tranzitorii se neglijează influența regimului tranzitoriu de natură termică.

Fiecare din cele două regimuri trazitorii, care mai rămîn, este determinat de forțele de inerție corespunzătoare: inerția mecanică, datorită maselor în mișcare, caracterizată prin constanta electromecanică de timp și inerția electromagnetică, datorită inductanței circuitelor electrice, caracterizată prin constanta electromagnetică de timp.

Deoarece, în timpul proceselor tranzitorii, oricare ar fi natura lor, viteza de rotație a acționării electrice variază, avem:

$$\frac{d\Omega}{dt} \neq 0 \qquad \text{sau} \quad \frac{dn}{dt} \neq 0 .$$

De aceea, în studiul regimurilor tranzitorii, ne vom servi de ecuațiile generale de mișcare stabilite în capitolul al doilea.

7-2. Determinarea timpului de accelerare și de frînare a acționării

Plecînd de la ecuația de mișcare (2-25), valabilă în cazul acționărilor la care momentul de volant (sau de giratie) GD_r^2 este constant, caz aproape general în acționările electrice:

$$M = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + M_r$$

și separînd variabilele n și t:

$$dt = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{M - M_r} . \qquad (7\text{-}1)$$

avem posibilitatea să determinăm durata t_{12} a regimului tranzitoriu dintre un regim stabil de funcționare cu viteza n_1 și dintre regimul stabil de funcționare cu viteza n_2. Pentru aceasta este deajuns să integrăm relația (7-1) între limitele n_1 și n_2:

$$t_{12} = \int_{n_1}^{n_2} \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{M - M_r} \qquad (7\text{-}2)$$

Se înțelege că, pentru efectuarea acestei integrale, trebuie să cunoaștem legile de variație

$$M = f_1(n) \quad \text{și} \quad M_r = f_2(n)$$

a cuplului M dezvoltat de motorul de acționare și a cuplului M_r al mecanismului executor, redus la arborele motorului, cuplu cunoscut sub numele de cuplu de sarcină, în funcție de viteza de rotație n.

Scanned with OKEN Scanner

În cazul particular, cînd cuplurile M și M_r sînt constante, relația (7-2) ne dă:

$$t_{12} = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{n_2 - n_1}{M - M_r} \cdot \tag{7-3}$$

Această relație poate fi folosită, de exemplu, pentru determinarea aproximativă a timpului de pornire t_p al unei acționări electrice al cărei cuplu rezistent M_r, redus la arborele motorului, este constant, dacă se înlocuiește valoarea curentă M a cuplului motorului de acționare prin valoarea sa medie αM_n, așa cum se vede din figura 7-1. Avem în acest caz, deoarece $n_1 = 0$:

$$t_p = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{n_r}{\alpha M_n - M_r},$$

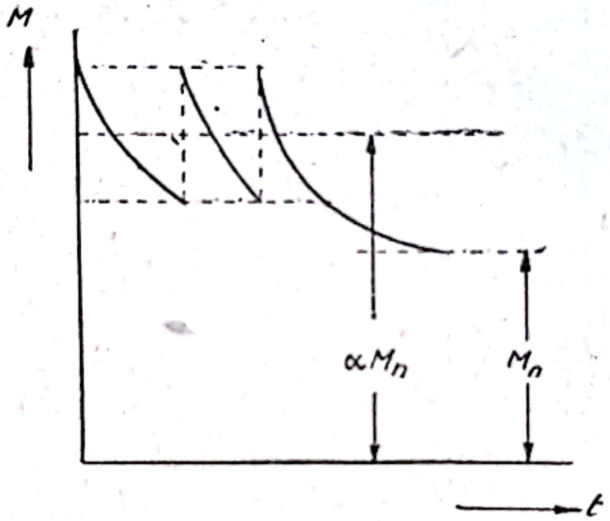


Fig. 7-1. Cuplul mediu αM_n de pornire al unui motor

în care n_r este viteza regimului stabil corespunzător cuplului de sarcină M_r.

În unele cazuri, diferența $M - M_r = M_j$ poate varia liniar în funcție de viteza de rotație n, așa cum se vede în fig. 7-2. În aceste cazuri:

$$\frac{M_j - M_1}{n - n_1} = \frac{M_2 - M_1}{n_2 - n_1} \cdot$$

Din această relație rezultă diferența $M - M_r = M_j$:

$$M_j = M_1 + \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n_1 - \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n,$$

sau:

$$M_j = a - b n, \tag{7-4}$$

în care:

$$a = M_1 + \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n_1 \text{ și } b = \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} .$$

Introducînd în relația (7-2) valoarea cuplului M_j dată de relația (7-4), obținem:

$$t_{12} = \int_{n_1}^{n_2} \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{a - bn} = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{1}{b} \ln \frac{a - bn_1}{a - bn_2} . \qquad (7\text{-}5)$$

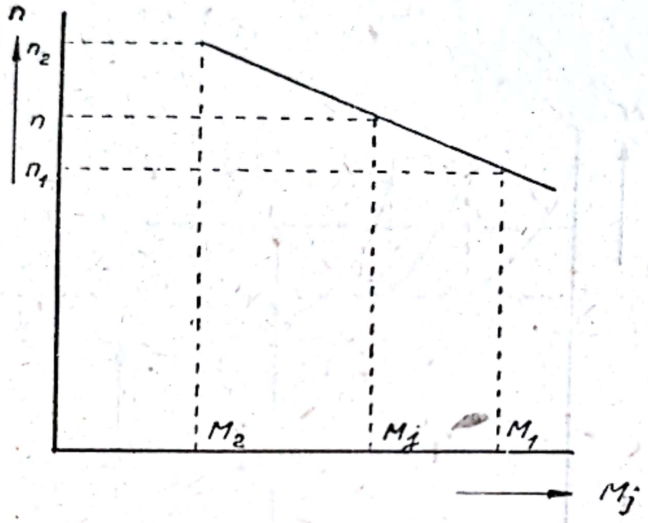


Fig. 7-2. Variația liniară a cuplului M_j cu viteza de rotație

Dar, deoarece

$$a - bn_1 = M_1 + \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n_1 - \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n_1 = M_1$$

și

$$a - bn_2 = M_1 + \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n_1 - \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} n_2 = M_1 +$$

$$+ \frac{M_1 - M_2}{n_2 - n_1} (n_1 - n_2) = M_2 ,$$

relația (7-5) se mai poate scrie sub forma:

$$t_{12} = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{n_2 - n_1}{M_1 - M_2} \ln \frac{M_1}{M_2} . \qquad (7\text{-}6)$$

Dacă diferența $M_j = M - M_r$ nu este liniară, atunci se împarte curba care reprezintă cuplul dinamic M_j în funcție de viteza de rotație n

Scanned with OKEN Scanner
Meleșteu Ion

în porțiuni mici, care pot fi considerate drept lineare, și se determină durata regimului tranzitoriu corespunzător diferitelor porțiuni ale curbei cu ajutorul formulei (7-5). Însumîndu-se duratele corespunzătoare diferitelor porțiuni cuprinse între viteza n_1 și viteza n_2, se află durata regimului tranzitoriu dintre aceste limite.

Dacă cuplul M dezvoltat de motor este negativ, ecuația de mișcare ia forma

$$-M-M_r=\frac{GD_r^2}{375}\cdot\frac{dn}{dt},$$

care corespunde funcționării motorului în regim de generator. Acționarea își încetinește în acest caz mersul, este frînată. Timpul de frînare t_f se determină separînd variabilele:

$$dt=-\frac{GD_r^2}{375}\cdot\frac{dn}{M+M_r}$$

și integrînd:

$$t_f=-\int_{n_1}^{n_2}\frac{GD_r^2}{375}\cdot\frac{dn}{M+M_r}=\int_{n_2}^{n_1}\frac{GD_r^2}{375}\cdot\frac{dn}{M+M_r}. \qquad (7\text{-}7)$$

În relația astfel obținută, n_1 este viteza de rotație a motorului înainte de frînare, iar n_2 viteza obținută la sfîrșitul frînării.

În cazul particular cînd cuplurile M și M_r sînt constante, relația de mai sus ne dă:

$$t_f=\frac{GD_r^2}{375}\cdot\frac{n_1-n_2}{M+M_r}.$$

7-3. Pierderile de energie în regimurile tranzitorii

Există mecanisme executoare, cum ar fi, de exemplu, unele tipuri de laminoare, la care numărul pornirilor și opririlor dintr-o oră depășește cifra de 600. În cazul acționării unor astfel de mecanisme, pierderile de energie din timpul regimurilor tranzitorii, din timpul pornirilor și opririlor, au o deosebită importanță, aceste pierderi putînd limita, prin încălzirea motoarelor de acționare, numărul pornirilor și, deci, limita productivitatea mecanismelor acționate.

La un motor asincron, dacă se neglijează pierderile din stator, pierderile de putere ΔP din cuprul circuitului rotoric sînt date de relația cunoscută:

$$\Delta P=P_1-P_2=9{,}81\,M\,(\Omega_1-\Omega)=9{,}81\,Ms\Omega_1, \qquad (7\text{-}8)$$

în care P_1 este puterea cerută de stator de la rețea, P_2 puterea la arborele motorului, dacă se neglijează pierderile în fierul rotorului și pierderile mecanice, iar Ω_1 și Ω viteza unghiulară de sincronism și viteza unghiulară a rotorului, socotite în radiani pe secundă.

Scanned with OKEN Scanner

Ținînd seama de această relație, pierderile de energie în cuprul circuitului rotoric al motorului, în timpul proceselor tranzitorii, sînt date de relația:

$$\Delta A_{t_2} = \int_{t_1}^{t_2} \Delta P \cdot \mathrm{d}t = 9{,}81\, \Omega_1 \int_{t_1}^{t_2} M s\, \mathrm{d}t \qquad (7\text{-}9)$$

Să folosim această relație pentru determinarea pierderilor de energie din timpul pornirii motorului asincron.

Dacă presupunem că pornirea se face fără sarcină, că, deci, $M_r = 0$, atunci cuplul M dezvoltat de motor servește numai la accelerarea maselor mobile ale acționării. În consecință

$$M = J_r \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}, \qquad (7\text{-}10)$$

sau, deoarece $\Omega = (1 - s)\,\Omega_1$ și deci $\mathrm{d}\Omega = -\Omega_1\, \mathrm{d}s$:

$$M = -J_r\, \Omega_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t}.$$

Introducînd această expresie a cuplului motor M în relația (7-9), obținem pentru pierderile de energie ΔA_{t2p} din cuprul circuitului rotoric în timpul pornirii motorului:

$$\Delta A_{t2p} = -9{,}81\, \Omega_1^2 J_r \int_{t_1}^{t_2} s\mathrm{d}s,$$

sau, ținînd seama că alunecarea s_1 în momentul t_1, cînd începe pornirea motorului, este egală cu unitatea, iar în momentul t_2, cînd se termină procesul de pornire, are o valoare s_2:

$$\Delta A_{t2p} = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2}(s_1^2 - s_2^2) = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2}(1 - s_2^2) \qquad (7\text{-}11)$$

Cum, însă, alunecarea s_2 este mică, de numai cîteva sutimi, patratul său este neglijabil și

$$\Delta A_{t2p} = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2} \qquad (7\text{-}12)$$

Așadar, presupunînd că cuplul de sarcină $M_r = 0$, energia pierdută în timpul pornirii motorului asincron în cuprul circuitului său rotoric este egală cu energia cinetică înmagazinată în masele mobile ale acționării pe care o antrenează.

La exact același rezultat se ajunge și în cazul unui motor de curent continuu cu excitația derivație.

Lucrul mecanic A_{mec} dezvoltat de motorul asincron în timpul perioadei de pornire este:

$$A_{mec} = \int_{t_1}^{t_2} P_2\, \mathrm{d}t = \int_{t_1}^{t_2} 9{,}81\, M\, \Omega\, \mathrm{d}t. \qquad (7\text{-}13)$$

Scanned with OKEN Scanner

t_1 și t_2 fiind, ca și mai sus, momentele în care începe și se sfîrșește procesul pornirii. Înlocuind în această expresie cuplul M dezvoltat de motor cu valoarea dată de relația (7-10), obținem:

$$A_{mec} = \int_{t_1}^{t_2} 9{,}81\, J_r \frac{d\Omega}{dt}\, \Omega\, dt = 9{,}81\, J_r \left[\frac{\Omega^2}{2}\right]_{t_1}^{t_2},$$

sau, deoarece în momentul t_1, cînd începe procesul de pornire, $\Omega = 0$; iar în momentul t_2, cînd se sfîrșește acest proces, $\Omega \cong \Omega_1$:

$$A_{mec} = 9{,}81 \frac{J_r\, \Omega_1^2}{2}$$

Așadar energia mecanică dezvoltată de motor în perioada de pornire este egală, ca și pierderile de energie în cuprul circuitului rotoric al motorului, cu energia cinetică înmagazinată în masele mobile ale acționării. Rezultă de aici că consumul total de energie electrică A_{el} în perioada de pornire este:

$$A_{el} = A_{mec} + \Delta A_{t2p} = 9{,}81\, J_r\, \Omega_1^2, \qquad (7\text{-}14)$$

cu alte cuvinte, consumul de energie electrică în perioada de pornire este egal cu dublul energiei cinetice înmagazinate de masele mobile în această perioadă. Pentru a putea reduce acest consum de energie, ceea ce este absolut necesar în cazul acționărilor cu porniri dese, trebuie să se micșoreze momentul de inerție, redus la arborele motorului, J_r.

În afara pierderilor de energie din circuitul rotoric al motorului asincron, în timpul regimurilor tranzitorii mai au loc pierderi de energie și în circuitul statoric al motorului. Aceste din urmă pierderi, dacă neglijăm pierderile în fier, sînt date, în cazul unui motor asincron trifazat, de relația

$$\Delta A_{t1} = \int_{t_1}^{t_2} 3\, I_1^2\, r_1\, dt. \qquad (7\text{-}15)$$

Pentru pornirea motorului, dacă pornirea se face cu un cuplu de sarcină $M_r = 0$ și dacă se neglijează curentul de mers în gol, avem:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 + (-\bar{I}'_2) \cong -\bar{I}'_2.$$

Ținînd seama de această din urmă relație, formula (7-15) ne dă pentru pierderea de energie ΔA_{t1p} în statorul motorului, în timpul procesului de pornire a acestuia, expresia:

$$\Delta A_{t1p} = \int_{t_1=0}^{t_2} 3\, I'^2_2 \cdot r_1\, dt = \frac{r_1}{r'_2} \int_{t_1=0}^{t_2} 3\, I'^2_2\, r'_2\, dt. \qquad (7\text{-}16)$$

Ultima integrală din relațiile de mai sus reprezintă, însă, pierderile de energie ΔA_{t2p} din circuitul rotoric al motorului, pierderi care am văzut că sînt egale cu energia cinetică înmagazinată în masele mobile ale acționării. Deci:

$$\Delta A_{t1p} = \frac{r_1}{r'_2} \cdot \Delta A_{t2p} = 9{,}81 \frac{r_1}{r'_2} \cdot \frac{J_r\, \Omega_1^2}{2} \qquad (7\text{-}17)$$

Urmează atunci că pierderile totale de energie ΔA_{tp} în timpul procesului tranzitoriu de pornire al unui motor asincron sînt date de relația:

$$\Delta A_{tp} = \Delta A_{t1p} + \Delta A_{t2p} = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2} \left(\frac{r_1}{r_2'} + 1 \right) \qquad (7\text{-}18)$$

Din analiza acestei din urmă relații, rezultă că pentru a micșora pierderile de energie din circuitul statoric și cel rotoric al unui motor asincron, în timpul procesului de pornire a acestuia, trebuie să mărim rezistența circuitului rotoric.

Formula (7-18) nu ține seama de fenomenul refulării curentului alternativ în conductoarele (sau porțiunile de conductor) aflate în crestături, cît mai spre periferia rotorului, fenomen studiat în vol. II al acestei lucrări.

Pentru a se ține seama de acest fenomen se introduce în formula (7-18) un coeficient de corecție k, cuprins între 1 și 2 după construcția rotorului și puterea motorului. Formula (7-18) devine în acest caz:

$$\Delta A_{tp} = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2} \left(\frac{r_1}{k\, r_2'} + 1 \right) \qquad (7\text{-}19)$$

Din analiza formulelor stabilite mai sus, care dau pierderile de energie în timpul procesului tranzitoriu al pornirii motorului, se vede că aceste pierderi de energie depind de momentul de inerție redus J_r al maselor de rotație sau, ceea ce este tot una, de momentul de volant redus GD_r^2 al acestor mase.

Acest moment de inerție J_r intervine în toate regimurile tranzitorii. Astfel, în cazul frînării dinamice, formula (7-9) ne dă pentru energia ΔA_{t2f} consumată în circuitul rotoric al motorului, dacă cuplul de sarcină $M_r = 0$:

$$A_{t2f} = 9{,}81\, \Omega_1 \int_{t_1}^{t_2} M s \, dt \,, \qquad (7\text{-}20)$$

în care t_1 este momentul în care începe procesul de frînare, iar t_2 momentul în care frînarea s-a terminat, deci momentul în care motorul s-a oprit. Dacă ținem seama de relația (7-10), în care trebuie însă să luăm cuplul M negativ

$$-M = J_r \frac{d\Omega}{dt},$$

și de faptul că $\Omega = (1 - s)\, \Omega_1$, relația (7-20) ne dă:

$$\Delta A_{t2f} = +\, 9{,}81\, J_r \Omega_1^2 \int_{t_1}^{t_2} s \, ds \,.$$

Din această din urmă relație, notînd cu s_i alunecarea inițială din momentul începerii frînării și cu s_f alunecarea finală din momentul în care motorul a ajuns în repaos, deducem

$$\Delta A_{t2f} = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2} (s_f^2 - s_i^2) \,. \qquad (7\text{-}21)$$

Scanned with OKEN Scanner

Dar alunecarea inițială $s_i \cong 0$, iar $s_f = 1$, așa încît

$$\Delta A_{t2f} = 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2} \qquad (7\text{-}22)$$

Energia ΔA_{t2f} consumată de data aceasta în circuitul rotoric este drept că nu mai este luată de la rețea (motorul fiind deconectat de la aceasta), ci de la energia cinetică care fusese înmagazinată în masele de volant ale acționării (energie cinetică redusă la zero la sfîrșitul procesului de frînare), dar rezistența rotorică se încălzește totuși și această încălzire, după cum am mai spus, poate limita numărul de porniri și opriri ale acționării în unitatea de timp.

Un raționament identic ne arată că, în cazul frînării unei acționări prin cuplarea inversă a motorului de acționare (în care caz alunecarea inițială $s_i = 2$, rotorul învîrtindu-se în sens invers cîmpului învîrtitor, iar alunecarea finală $s_f = 1$), energia consumată în circuitul rotorului este de trei ori mai mare decît în cazul frînării dinamice. O treime din această energie consumată în circuitul rotorului provine din anihilarea energiei cinetice conținută de masele de volant ale acționării în momentul începerii procesului de frînare, iar restul de două treimi provine de la rețea.

Folosind metoda cuplării inverse pentru schimbarea de sens a rotației unei acționări, metodă care permite scurtarea duratei de oprire și inversare a sensului de mers, energia consumată în circuitul rotoric va fi, evident, dată de relația:

$$\Delta A_{t2s} = 4 \cdot 9{,}81 \frac{J_r \Omega_1^2}{2}, \qquad (7\text{-}23)$$

Concluzia la care am ajuns mai sus cu privire la pierderile de energie din circuitul indusului unui motor asincron în timpul proceselor de pornire, oprire și schimbare a sensului de rotație, anume că aceste pierderi depind direct de momentul de inerție J_r sau de momentul de volant GD_r^2 al maselor învîrtitoare ale unei acționări, este valabilă și în cazul motoarelor de curent continuu.

De aceste pierderi fiind legată încălzirea motoarelor de acționare și, deci, posibilitatea pornirilor și schimbărilor de sens dese ale acționărilor electrice, este necesar să se găsească mijloacele de micșorare a acestor pierderi.

Să observăm mai întîi că introducerea unei rezistențe în circuitul rotoric al unui motor asincron sau în circuitul indusului unui motor de curent continuu face ca o parte din pierderile din aceste circuite să fie preluate de această rezistență, micșorînd astfel încălzirea motorului. Metoda aceasta de micșorare a încălzirii unui motor, anume pornirea și frînarea cu ajutorul unui reostat, nu poate fi, însă, aplicată motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

Mijlocul de micșorare al acestor pierderi, mijloc care se desprinde imediat din concluzia la care am ajuns mai sus, este acela de a micșora momentul de inerție sau momentul de volant al acționării.

Pentru aceasta se folosesc adeseori motoare de construcție specială, cu rotorul alungit. La aceste motoare, diametrul rotorului, pentru o

anumită putere a acestuia, fiind mai mic decît diametrul unui motor de construcție obișnuită, de aceeași putere, momentul de volant este mai mic. Se mai folosesc în acest scop, pentru antrenarea unei acționări, două motoare în locul unuia singur, fiecare din cele două motoare avînd jumătate din puterea totală necesară acționării. În felul acesta, diametrul rotoarelor celor două motoare este mai mic decît diametrul rotorului motorului unic și, cu toate că greutatea lor totală este mai mare decît greutatea rotorului motorului unic, momentul de volant este redus, deoarece acest moment depinde de greutatea rotorului la puterea întîia și de diametrul de girație D_r la puterea doua. Se înțelege că utilizînd două motoare în locul unuia singur și folosind, în același timp, motoare de construcție specială, cu rotorul alungit, se poate micșora apreciabil momentul de volant al unei acționări.

Se mai pot micșora pierderile din circuitul motorului prin variația în trepte a tensiunii aplicate la bornele acestuia, așa cum se procedează în cazul alimentării motorului de la un generator separat sau la folosirea mai multor motoare conectate în serie-paralel.

Pentru a înțelege mai ușor mecanismul micșorării pierderilor prin variația în trepte a tensiunii aplicate la bornele motoarelor, vom considera cazul a două motoare de curent continuu cu excitația derivație, care se leagă inițial în serie și, apoi, în paralel. Vom presupune pentru mai multă simplicitate că fenomenul tranzitoriu, de exemplu pornirea motoarelor, se face cu un cuplu de sarcină M_r constant, cuplu în care este înglobat și cuplul M_0 corespunzător pierderilor în gol, și că cuplul M dezvoltat de motor este și el constant, ceea ce este adevărat în cazul folosirii unui reostat de pornire cu un număr mare de trepte. În acest caz, cuplul dinamic $M_j = M - M_r$ este și el constant. Dar, cum cuplul M_j este dat de relația

$$M_j = J_r \frac{d\Omega}{dt},$$

urmează că viteza de rotație Ω a motorului în timpul procesului de pornire variază liniar.

Puterile care intervin în procesul de pornire sînt: puterea de sarcină $P_r = M_r \Omega$, putere în care sînt înglobate și pierderile la mersul în gol, deci pierderile în fierul motorului și pierderile mecanice, puterea dinamică $P_j = M_j \Omega$ și, în sfîrșit pierderile în cuprul indusului $R_a I_a^2$. Să observăm că, deoarece fluxul motorului, în timpul procesului de pornire, nu variază, curentul I_a rămîne constant, ceea ce rezultă imediat din relația cunoscută $M = K_M \Phi I_a^2 = C_M I_a^2$.

Între puterile care intră în joc, în timpul procesului de pornire, avem relația

$$P_r + P_j + R_a I_a^2 = UI = \text{const.}$$

În fig. 7-3 *a* sînt date curbele de variație în funcție de timp a cuplurilor M_r, M_j și M și a vitezei Ω a motorului. Primele trei curbe sînt niște drepte paralele cu axa timpului, cuplurile M_r, M_j și M fiind constante; ultima curbă este o dreaptă care trece prin originea axelor de coordonate. Cum puterile $P_r = 9{,}81\, M_r \Omega$ și $P_j = 9{,}81\, M_j \Omega$ sînt pro-

porționale cu viteza de rotație Ω care variază liniar cu timpul, deoarece coeficienții 9,81 M_r și 9,81 M_j sînt constanți, urmează că aceste puteri variază și ele după niște drepte care trec prin originea axelor de coordonate. În fig. 7-3 *b*, 1 reprezintă curba de variație a puterii P_j și 2 curba de variație a puterii P_r. Prin însumarea acestor două puteri obținîndu-se puterea $P = P_r + P_j = 9{,}81\,\Omega\,(M_r + M_j)$, puterea P este reprezentată prin dreapta 3 ale cărei ordonate sînt egale cu suma ordonatelor dreptelor 1 și 2. În sfîrșit, dreapta 4 din fig. 7-3 *b* reprezintă puterea electrică, care tot timpul rămîne constantă.

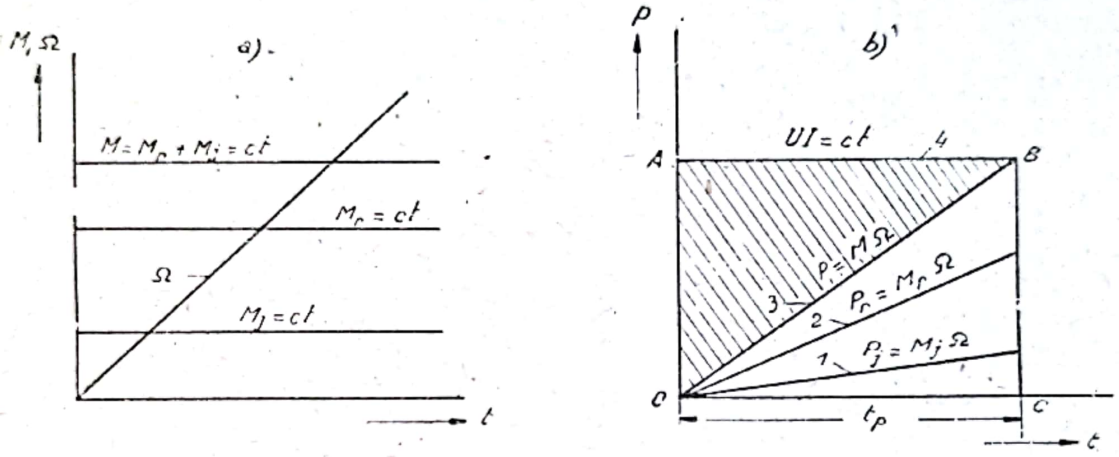


Fig. 7-3. *a*) Curbele $M(t)$, $M_r(t)$, $M_j(t)$ și $\Omega(t)$;
b) Curbele $P_j(t)$, $P_r(t)$, $P(t)$ și $UI(t)$

Suprafața dreptunghiului $OABC = \int_{t=0}^{t_p} UI\,dt$ reprezintă energia electrică totală absorbită de motor de la rețea în cursul procesului de pornire. Suprafața triunghiului $OBC = \int_{t=0}^{t_p} P\,dt$ reprezintă energia mecanică, energie necesară : 1) producerii lucrului mecanic util : 2) acoperirii pierderilor la mersul în gol și 3) accelerării maselor care se învîrt ale acționării. Se înțelege atunci că suprafața haşurată a triunghiului OAB va reprezenta energia electrică $R_a I_a^2$ consumată în circuitul indusului sub formă de căldură.

Considerînd acum cele două motoare ale acționării legate, în momentul începerii procesului de pornire, în serie, tensiunea la bornele fiecăruia din aceste motoare va fi numai jumătate din tensiunea rețelei. Urmează, din cele arătate mai sus, că energia electrică necesară pornirii în această etapă, în care motoarele sînt legate în serie, va fi reprezentată prin suprafața dreptunghiului $OABC$ (fig. 7-4), că dreapta AB va reprezenta puterea electrică $U_1 I_a$ cerută de motoare de la rețea, că dreapta OB va reprezenta puterea necesară P și că energia pierdută sub formă de căldură $R_a I_a^2$ în circuitele indusurilor celor două motoare va fi reprezentată prin suprafața haşurată a triunghiului OAB.

După terminarea acestei prime etape de pornire, adică atunci cînd viteza de rotație a motoarelor ajunge la jumătate din viteza stabilă la

care trebuie să lucreze acționarea, motoarele se leagă în paralel. Tensiunea la bornele fiecăruia din cele două motoare va fi egală cu tensiunea rețelei $U = 2U_1$. Puterea electrică $UI_a = 2U_1 I_a$, dublîndu-se față de puterea electrică cerută de la rețea în prima etapă de pornire, va fi reprezentată prin dreapta *EF*. Puterea mecanică va fi reprezentată prin dreapta *BF*, continuarea dreptei *OA*, dat fiind că accelerația rămîne constantă, deoarece cuplul motoarelor este constant. Energia electrică totală cerută de motoare de la rețea în această de a doua etapă de pornire este reprezentată de suprafața dreptunghiului *CEFG*; partea din această energie folosită pentru acoperirea pierderilor în gol, pentru producerea lucrului mecanic util și pentru accelerarea maselor pînă la viteza de regim a acționării este reprezentată de suprafața patrulaterului *CBFG*, iar partea din această energie cheltuită sub formă de căldură în circuitele indusurilor celor două motoare este reprezentată de suprafața hașurată a triunghiului *BEF*.

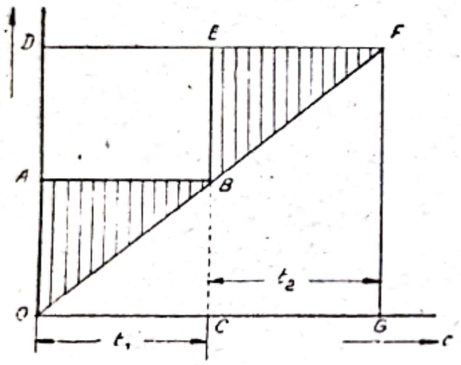


Fig. 7-4. Graficul puterilor în cazul cônectării în serie-paralel

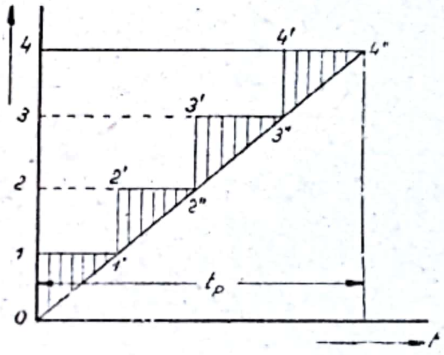


Fig. 7-5. Graficul puterilor în cazul variației în trepte a tensiunii

Cercetînd cu atenție diagramele puterilor și ale energiilor care intră în joc în cazul pornirii prin conectarea în serie-paralel a celor două motoare ale acționării, diagrame date în fig. 7-4, desprindem următoarele concluzii:

1) Energia electrică totală cerută de cele două motoare de la rețea în decursul celor două etape de pornire, energie reprezentată de suma suprafețelor dreptunghiurilor *OABC* și *CEFG*, este numai trei pătrimi din energia pe care ar cere-o motoarele de la rețea pentru efectuarea procesului de pornire, dacă motoarele ar fi legate de la început în paralel, cu alte cuvinte, dacă pornirea s-ar face într-o singură etapă, cu o singură treaptă de tensiune, deoarece în acest din urmă caz această energie este reprezentată de suprafața dreptunghiului *ODFG*.

2) Energia consumată pentru acoperirea pierderilor la mersul în gol, pentru producerea lucrului mecanic util și pentru accelerarea părților mobile ale acționării de la viteza zero pînă la viteza de regim, energie reprezentată de suprafața triunghiului *OFG* este aceeași fie că pornirea se face în două etape, fie că se face într-o singură etapă.

3) Energia consumată sub forma de căldură în circuitele indusurilor celor două motoare ale acționării este în cazul pornirii în două etape, a pornirii cu două trepte de tensiune, numai jumătate din energia con-

Scanned with OKEN Scanner

sumată sub formă de căldură în aceste circuite în cazul pornirii într-o singură etapă, cu o singură treaptă de tensiune.

Se poate, acum, ușor înțelege mecanismul micșorării pierderilor de energie sub formă de căldură în circuitele principale ale motoarelor de acționare prin variația în trepte a tensiunii aplicate la bornele acestor motoare.

În fig. 7-5 este dat graficul puterilor în cazul variației în patru trepte a tensiunii aplicate la bornele motorului de acționare. Pierderile sub formă de căldură în indusul motorului în timpul t_p cît durează procesul de pornire, pierderi reprezentate de suprafețele hașurate ale triunghiurilor 011′, 1′2′2″, 2″3′3″ și 3″4′4″ sînt a patra parte din pierderile care ar avea loc în cazul pornirii cu o singură treaptă de viteză, pierderi reprezentate de suprafața triunghiului 044″. Însemnînd cu $\Delta A'_p$ pierderile sub formă de căldură din indusul motorului de acționare în primul caz și cu ΔA_p aceste pierderi în al doilea caz, avem:

$$\Delta A'_p = \frac{1}{4} \Delta A_p$$

sau, în cazul general a m trepte de viteză

$$A'_p = \frac{1}{m} \Delta A_p \,. \qquad (7\text{-}24)$$

7-4. Regimurile tranzitorii ale motoarelor cu caracteristica mecanică liniară

În categoria motoarelor a căror caracteristică mecanică este o linie dreaptă intră, după cum am văzut în capitolul III, motoarele de curent continuu cu excitația derivație. Pot intra în această categorie și motoarele asincrone pe porțiunea stabilă a caracteristicii lor mecanice, atîta timp cît această caracteristică poate fi considerată ca o linie dreaptă.

Pentru studiul regimurilor tranzitorii ale motoarelor din această categorie vom considera un motor de curent continuu cu excitația derivație și vom stabili variația în funcție de timp a cuplului M dezvoltat de motor, a curentului i_a din indusul motorului și a vitezei de rotație n a acestuia. Vom mai presupune, deocamdată, că influența regimului tranzitoriu de natură electromagnetică este neglijabilă, cu alte cuvinte, vom presupune că inductanța L_a a circuitului indusului este zero.

Pentru stabilirea variațiilor mărimilor M, i_a și n în funcție de timp, vom pleca de la ecuația de mișcare 2-10 stabilită în capitolul II:

$$M = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} + M_r \,. \qquad (7\text{-}25)$$

Din fig. 7-6, care dă caracteristica mecanică liniară a motorului, rezultă relațiile

$$\frac{M}{\Delta n} = \frac{M_n}{\Delta n_n} = \frac{M_r}{\Delta n_r} \,, \qquad (7\text{-}26)$$

în care: M este valoarea curentă a cuplului motor, variabilă în perioada de tranziție, M_r este cuplul de sarcină redus la arborele motorului, Δn este căderea vitezei n corespunzătoare cuplului M, Δn_n căderea vitezei nominale n_n corespunzătoare cuplului nominal M_n și Δn_r căderea vitezei n_r corespunzătoare cuplului M_r, căderile acestea de viteză fiind socotite față de viteza n_0 la mersul în gol ideal al motorului.

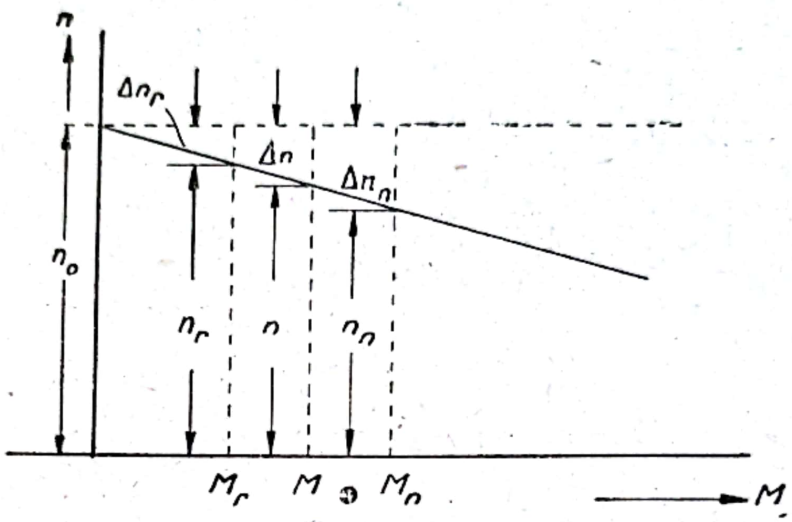


Fig. 7-6. Relația dintre cuplu și viteză la un motor derivație

Din relațiile (7-26) rezultă:

$$M = M_n \frac{\Delta n}{\Delta n_n} \tag{7-27}$$

și

$$M_r = M_n \frac{\Delta n_r}{\Delta n_n} \tag{7-28}$$

Ținînd seama că $n = n_0 - \Delta n$, deci că $dn = -d(\Delta n)$, ecuația de mișcare (7-25) poate fi scrisă sub forma

$$M_n \frac{\Delta n}{\Delta n_n} = -\frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{d(\Delta n)}{dt} + M_n \frac{\Delta n_r}{\Delta n_n}$$

sau

$$\frac{M_n}{\Delta n_n}(\Delta n - \Delta n_r) = -\frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{d(\Delta n)}{dt} . \tag{7-29}$$

Separînd variabilele Δn și t din relația de mai sus, obținem relația:

$$\frac{d(\Delta n)}{\Delta n - \Delta n_r} = -\frac{375}{GD_r^2} \cdot \frac{M_n}{\Delta n_n} dt ,$$

care, prin integrare, ne dă:

$$\ln(\Delta n - \Delta n_r) = -\frac{375}{G D_r^2} \cdot \frac{Mn}{\Delta n_n} t + \ln K,$$

K fiind o constantă de integrare. Notînd inversul coeficientului constant al variabilei t cu T_m:

$$T_m = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{\Delta n_n}{M_n} \tag{7-30}$$

și cu ε baza logaritmilor neperieni, ultima relație se mai poate scrie:

$$\Delta n - \Delta n_r = K \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{7-31}$$

Pentru determinarea constantei de integrare K, plecăm de la condițiile inițiale. Admitem că în momentul $t = 0$, în care începe regimul tranzitoriu, $n = n_i$. În aceste condițiuni $\Delta n = \Delta n_i$ și

$$\Delta n_i - \Delta n_r = K \varepsilon^0 = K.$$

Cu această valoare a constantei de integrare K, relația (7-31) devine:

$$\Delta n - \Delta n_r = (\Delta n_i - \Delta n_r) \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{7-32}$$

Relația de mai sus, la stabilirea căreia s-a plecat de la ecuația de mișcare (7-25), valabilă pentru oricare motor, și de la faptul că un motor derivație are o caracteristică mecanică liniară, este evident valabilă și pentru un motor asincron pe porțiunea stabilă liniară a caracteristicii sale mecanice, deci tocmai pe porțiunea pe care lucrează în mod normal motorul. Ținînd seama că $\Delta n = n_0 - n$, $\Delta n_r = n_0 - n_r$ și $\Delta n_i = n_0 - n_i$, urmează că pentru un motor asincron relația (7-32) mai poate fi scrisă, dacă se notează cu s, s_r și s_i alunecările motorului corespunzătoare vitezelor de rotație n, n_r și n_i:

$$n_0 s - n_0 s_r = (n_0 s_i - n_0 s_r) \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}$$

sau

$$s = s_r + (s_i - s_r) \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \tag{7-33}$$

Pentru motorul derivație relația (7-32) se mai poate scrie, dacă se înmulțesc ambii membri cu $M : \Delta n$ și se ține seama de relațiile (7-26), sub forma:

$$M = M_r + (M_i - M_r) \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}, \tag{7-34}$$

în care M_i este cuplul motor corespunzător vitezei de rotație inițiale n_i.

Ținînd seama că $M = C_M i_a$ și că, în cazul cînd nu ne atingem de reostatul de excitație al motorului, coeficientul C_M al cuplului este constant, relația (7-34) se mai poate scrie sub forma

$$i_a = I_r + (I_i - I_r)\, \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \qquad (7\text{-}35)$$

în care I_r și I_i sînt valorile curentului i_a din indus corespunzătoare cuplurilor M_r și M_i.

În sfîrșit, înlocuind în relația (7-32) căderile de viteză cu valorile lor, obținem

$$(n_0 - n) - (n_0 - n_r) = [(n_0 - n_i) - (n_0 - n_r)]\, \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}$$

sau

$$n = n_r + (n_i - n_r)\, \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}. \qquad (7\text{-}36)$$

Relațiile (7-34), (7-35) și (7-36), care ne dau ecuațiile curbelor de variație în funcție de timp a mărimilor M, i_a și n, definesc complet regimurilor tranzitorii ale motoarelor cu caracteristica mecanică liniară și cu cuplul de sarcină M_r constant. Toate aceste trei relații sînt niște relații exponențiale, iar constanta T_m, care ne dă viteza de variație a mărimilor M, i_a și n în funcție de timp, constantă dată de relația (7-30):

$$T_m = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{\Delta n_n}{M_n},$$

are dimensiunile unui timp. Într-adevăr:

$$[T_m] = \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^2}{\frac{\text{m}}{\text{s}^2}} \cdot \frac{\frac{1}{\text{s}}}{\text{kg m}} = \text{s}\ .\ *$$

Ținînd seama de ecuația caracteristicii mecanice a unui motor derivație,

$$n = n_0 - \frac{R_a}{C_E C_M} M,$$

stabilită în capitolul III, din care rezultă că

$$\frac{n_0 - n}{M} = \frac{\Delta n}{M} = \frac{R_a}{C_E C_M}$$

și deci,

$$\frac{\Delta n_n}{M_n} = \frac{R_a}{C_E C_M},$$

* Se ține seamă că în valoarea 375 intră și valoarea accelerației g

C_E și C_M fiind în acest caz coeficienții forței electromotoare și a cuplului corespunzător fluxului, relația (7-30), care ne dă constanta T_m, se mai poate scrie sub forma

$$T_m = \frac{G D_r^2 R_a}{375\ C_E C_M}, \tag{7-37}$$

din care se vede că această constantă, care are dimensiunile unui timp, depinde atît de parametrii electrici R_a, C_E și C_M ai motorului de acționare, cît și de parametrii mecanici G și D_r ai acționării. Pentru aceste motive, constanta T_m poartă numele de *constantă electromecanică de timp* a acționării electrice.

În cazul motoarelor asincrone, constanta electromecanică de timp a unei acționări electrice este dată de relația:

$$T_m = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{n_1\ s_n}{M_n}, \tag{7-38}$$

n_1 fiind viteza de sincronism a motorului, iar s_n alunecarea corespunzătoare cuplului nominal M_n.

Valorile constantei electromecanice de timp T_m sînt cuprinse între cîteva zecimi și cîteva sutimi de secundă, valorile mai mari corespunzînd motoarelor de putere mică.

Teoretic, după cum rezultă din relațiile (7-33) și (7-34), acționarea electrică ajunge la o funcționare stabilă abia după un timp infinit de lung, căci numai atunci cînd $t = \infty$, alunecarea s a motorului ajunge la alunecarea stabilă s_r sau cuplul M dezvoltat de motor ajunge să echilibreze cuplul de sarcină M_r. În realitate, după trecerea unui timp finit, destul de scurt, de $(3 \div 4)\ T_m$ se poate considera atins regimul stabil, căci după acest timp diferențele $s - s_r$ și $M - M_r$ sînt neglijabile. Într-adevăr, pentru $t = 3\ T_m$ relațiile (7-33) și (7-34) ne dau:

$$s = s_r + (s_i - s_r)\ \varepsilon^{-3} \cong s_r + 0{,}05\ (s_i - s_r) \cong 0{,}95\ s_r$$

și

$$M = M_r + (M_i - M_r)\,\varepsilon^{-3} \cong M_r + 0{,}05\ (M_i - M_r) \cong 0{,}95\ M_r,$$

iar pentru $t = 4\ T_m$, aceleași relații ne dau:

$$s = s_r + (s_i - s_r)\ \varepsilon^{-4} \cong s_r + 0{,}02\ (s_i - s_r) \cong 0{,}98\ s_r$$

și

$$M = M_r + (M_i - M_r)\,\varepsilon^{-4} = M_r + 0{,}02\ (M_i - M_r) \cong 0{,}98\ M_r$$

Să analizăm acum, din punct de vedere fizic, procesul tranzitoriu al unui motor derivație, cu cuplul de sarcină M_r = ct, în perioada de pornire și în perioada de reglare a unei acționări.

Pentru aceasta să considerăm caracteristica mecanică 1 (fig. 7-7 *a*) după care se face pornirea și să vedem ce se întîmplă în perioada de tranziție cu cuplul M dezvoltat de motor și cu viteza sa de rotație n.

În momentul pornirii motorului, la timpul $t = 0$, viteza inițială $n_i = 0$, iar cuplul inițial M_i pe care-l dezvoltă motorul este egal cu cuplul de pornire M_p. Valorile $n = 0$ și $M = M_p$ le trecem pe axa ordonatelor din fig. 7-7 *b*, axa absciselor din această figură fiind axa timpului.

Cuplul de pornire M_p fiind mai mare decît cuplul de sarcină M_r motorul începe să se învîrtească sub acțiunea cuplului rezultant $M_p - M_r$. Dar, pe măsură ce timpul trece, viteza de rotație n crește și, odată cu ea, crește forța electromotoare a motorului. În consecință, curentul i_a din indus scade și, odată cu el, scade cuplul motor pînă cînd ajunge să echilibreze cuplul de sarcină M_r. În momentul cînd $M = M_r$ regimul tranzitoriu al pornirii încetează și începe regimul stabil de funcționare corespunzător cuplului de sarcină M_r și rezistenței R_a a circuitului indusului.

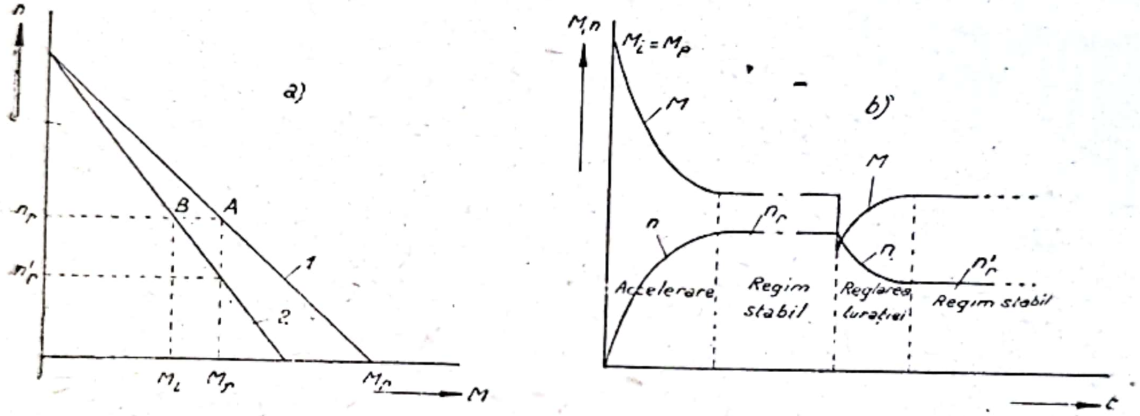


Fig. 7-7. *a*) caracteristicile mecanice ale unui motor derivație ; *b*) curbele $M(t)$ și $n(t)$ la pornirea motorului, la funcționare în regim stabil și la reglarea vitezei

Se înțelege că, în timpul pornirii, cuplul M dezvoltat de motor se micșorează de la valoarea M_p la valoarea M_r, iar viteza n de rotație a motorului crește de la valoarea $n = 0$ la valoarea $n = n_r$ după caracteristica mecanică 1, variația în timp a acestor mărimi fiind dată de ecuațiile (7-34) și (7-36), în care facem $M_i = M_p$ și $n_i = 0$:

$$M = M_r + (M_p - M_r)\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}},$$

$$n = n_r\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right).$$

Pe baza acestor ecuații s-au trasat în fig. 7-7 *b* curbele exponențiale M și n, care caracterizează procesul tranzitoriu al pornirii.

În timpul regimului stabil de funcționare a acționării, mărimile M și n sînt constante și ele sînt reprezentate în fig. 7-7 *b* prin două drepte paralele cu axa absciselor.

Dacă acționarea cere o reglare a vitezei, cere, de exemplu, trecerea la o viteză $n'_r < n_r$, trebuie să schimbăm caracteristica mecanică a moto-

rului, mărind rezistența R_a a circuitului indusului, prin introducerea unei rezistențe exterioare, cu ajutorul unui reostat de reglaj. Introducerea acestei rezistențe se face într-un timp extrem de scurt, așa că viteza n_r a acționării nu are timp să varieze la trecerea motorului de pe caracteristica mecanică 1 pe caracteristica mecanică 2 (fig. 7-7 *a*). Noul punct de funcționare a motorului va fi deci punctul B situat la intersecția caracteristicii mecanice 2 cu dreapta $n = n_r$. În punctul B, însă, cuplul M_i dezvoltat de motor este mai mic decît cuplul de sarcină M_r. În consecință motorul își încetinește mersul. Cuplul M și viteza de rotație n variază după caracteristica mecanică 2, viteza descrescînd iar cuplul crescînd, pînă ce acest cuplu ajunge să echilibreze cuplul de sarcină M_r, cînd regimul tranzitorial al reglării vitezei încetează și începe un nou regim stabil cu o nouă viteză de rotație n'_r. Variația mărimilor M și n în funcție de timp, variație dată de ecuațiile (7-34) și (7-36) în care $n_i = n_r$, iar noua viteză de regim este n'_r:

$$M = M_r + (M_i - M_r)\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}$$

și

$$n = n'_r + (n_r - n'_r)\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}$$

este dată de curbele exponențiale trasate pe baza acestor ecuații în fig. 7-7 *b*. După stabilirea noului regim de funcționare, variația mărimilor M și n este dată de dreptele paralele cu axa absciselor $M = M_r$ și $n = n'_r$.

Exemplul 7-1. Se dă motorul de curent continuu cu excitația derivație din exemplul 3-1, motor ale cărui date nominale sînt: $P_n = 19$ kW, $U_n = 110$ V, $I_{an} = 200$ A, $n_n = 2000 \frac{\text{rot}}{\text{min}}$. Rezistența r_a a înfășurării indusului este 9,09% din rezistența nominală r_n a motorului. Motorul se pornește prin scoaterea treptată a rezistențelor reostatului de pornire din circuitul indusului. Se cere să se determine ecuațiile care dau variațiile în funcție de timp a vitezei de rotație și a curentului din indus pe diferitele trepte de pornire și să se construiască curbele care dau aceste variații, știind că pornirea se face sub un cuplu de sarcină, la arborele motorului, egal cu cuplul nominal M_n al acestuia și că momentul de volant GD_r^2 al acționării este de 1 kgm².

Soluție: Se calculează rezistența nominală $r_n = U_n : I_{an}$ a motorului și, cu ajutorul acesteia, se calculează rezistența r_a a înfășurării indusului. Aceste rezistențe au fost, însă, calculate în exemplul 3-1 și sînt: $r_n = 0{,}55\ \Omega$ și $r_a = 0{,}05\ \Omega$.

Se determină apoi numărul treptelor reostatului de pornire, rezistențele acestor trepte și vitezele inițiale n_i de comutare de pe fiecare treaptă. Pentru aceasta ne servim de diagrama de pornire a motorului a cărei trasare se face așa cum s-a arătat în paragraful (3-7). Vom lua direct

aceste date din fig. 3-14 care dă diagrama de pornire a motorului nostru. Aceste date sînt sistematizate în tabela următoare.

Tabela 7-1

Vitezele inițiale de pe diferitele trepte ale reostatului de pornire pentru motorul din exemplul 3-1

Denumirea mărimilor	Treptele de pornire				Unitatea de măsură
	1	2	3	4	
Rezistența totală pe treapta dată de pornire	0,28	0,15	0,076	0,05	ohmi
Rezistența care trebue scoasă la trecerea de pe treapta dată de pornire	0	0,13	0,074	0,026	ohmi
Viteza inițială de comutare de pe treapta dată	0	945	1 500	1 800	rot : min

Se calculează, mai departe, valoarea constantei C_E a forței electromotoare cu ajutorul relației (3-16) și se deduce din această valoare constanta C_M a cuplului, ținînd seama că $C_M = C_E : 1{,}03$. Aceste valori au fost calculate în exemplul 3-1 și sînt $C_E = 0{,}05$ și $C_M = 0{,}0435$.

Se pot acum determina, cu ajutorul relației (4-38), constantele electromecanice de timp ale acționării pentru fiecare din cele patru trepte de pornire:

$$T_{m1} = \frac{GD_r^2 R_a}{375 \cdot C_E C_M} = \frac{1 \cdot 0{,}28}{375 \cdot 0{,}05 \cdot 0{,}0485} = 0{,}35 \text{ secunde};$$

$$T_{m2} = \frac{GD_r^2 R_a}{375 \cdot C_E C_M} = \frac{1 \cdot 0{,}15}{375 \cdot 0{,}05 \cdot 0{,}0485} = 0{,}18 \text{ secunde};$$

$$T_{m3} = \frac{GD_r^2 R_a}{375 \cdot C_E C_M} = \frac{1 \cdot 0{,}076}{375 \cdot 0{,}05 \cdot 0{,}0485} = 0{,}09 \text{ secunde};$$

$$T_{m4} = \frac{GD_r^2 R_a}{375 \cdot C_E C_M} = \frac{1 \cdot 0{,}05}{375 \cdot 0{,}05 \cdot 0{,}0485} = 0{,}06 \text{ secunde},$$

Pentru determinarea variației în timp a vitezei de rotație n, ne servim de ecuația (7-36). Pentru prima treaptă de pornire, viteza inițială $n_i = 0$, iar viteza n_{r1}, corespunzătoare cuplului de sarcină dat, se determină din expresia:

$$n_{r1} = n_0 - \Delta n_{r1},$$

în care

$$\Delta n_{r1} = \frac{R_a}{C_E \cdot C_M} \cdot M_r = \frac{R_a}{C_E C_M} \cdot M_r$$

M_r fiind cuplul electromagnetic dezvoltat de motor pentru învingerea cuplului de sarcină de la arborele motorului și pentru învingerea pier-

derilor în gol. Cum cuplul electromagnetic corespunzător cuplului de sarcină nominal, deci curentului nominal $I_{an} = 200$ A, este

$$M_n = C_M I_{an} = 0{,}0485 \cdot 200 = 9{,}7 \text{ kgm},$$

urmează că:

$$\Delta n_{r1} = \frac{0{,}28}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} \cdot 9{,}7 = 1\,120 \frac{\text{rot}}{\text{min}}.$$

Prin urmare:

$$n_{r1} = n_0 - \Delta n_{r1} = \frac{U_n}{C_E} - \Delta n_{r1} = \frac{110}{0{,}05} - 1\,120 = 2\,200 - 1\,120 = 1\,080 \frac{\text{rot}}{\text{min}}.$$

Cu datele stabilite mai sus, ecuația cu coeficienți numerici a curbei de variație în timp a vitezei, pe prima treaptă de pornire, este:

$$n_1 = n_{r1} + (0 - n_{r1})\, \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} = 1080\,(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{0{,}35}}) \frac{\text{rot}}{\text{min}}.$$

Cu ajutorul ecuației astfel stabilite, atribuind timpului t diferite valori, întocmim tabela de mai jos.

Tabela 7-2

Variația în funcție de timp a vitezei motorului din exemplul 7-1 pe prima treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,729	0,8	0,9	sec.
n_1	0	31,6	151,1	268	385,1	469,9	540	620,5	733,9	817,4	884,4	932,9	945	969,4	997	rot/min

Calculăm căderile de viteză Δn_{r2}, Δn_{r3} și Δn_{r4} pe următoarele trepte de viteză, exact la fel cum am calculat căderea de viteză Δn_{r1}. Obținem:

$$\Delta n_{r2} = \frac{R_a}{C_E C_M} M_r = \frac{0{,}15}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} 9{,}7 = 600 \frac{\text{rot}}{\text{min}},$$

$$\Delta n_{r3} = \frac{R_a}{C_E C_M} M_r = \frac{0{,}076}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} \cdot 9{,}7 = 304 \frac{\text{rot}}{\text{min}},$$

$$\Delta n_{r4} = \frac{R_a}{C_E C_M} M_r = \frac{0{,}05}{0{,}05 \cdot 0{,}0485} 9{,}7 = 200 \frac{\text{rot}}{\text{min}}.$$

Cu ajutorul acestor căderi de viteză, calculăm vitezele n_{r2}, n_{r3} și n_{r4}:

$$n_{r2} = n_0 - \Delta n_{r2} = 2\,200 - 600 = 1\,600 \frac{\text{rot}}{\text{min}},$$

$$n_{r3} = n_0 - \Delta n_{r3} = 2\,200 - 304 = 1\,896 \frac{\text{rot}}{\text{min}},$$

$$n_{r4} = n_0 - \Delta n_{r4} = 2\,200 - 200 = 2\,000 \frac{\text{rot}}{\text{min}}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Ultima viteză ne dă o verificare a calculelor. Într-adevăr, această viteză corespunde caracteristicii mecanice ce se obține scoțind din circuitul indusului toate cele trei trepte de rezistențe ale reostatului de pornire; cu alte cuvinte, corespunde caracteristicii mecanice naturale. Or, pe această caracteristică, pentru un cuplu de sarcină M_r, la arborele motorului, egal, așa cum s-a dat în exemplul nostru, cu cuplul nominal M_n al motorului, viteza n_{r4} este chiar viteza nominală care, prin datele problemei, este de 2 000 rot/minut.

Putem acum scrie ecuațiile cu coeficienți numerici ale vitezelor n_2, n_3 și n_4 de pe celelalte trepte de pornire, ținînd seama că vitezele inițiale pe aceste trepte sînt, așa cum rezultă din tabela (7-1), $n_{i2}=945$, $n_{i3}=1\,500$ și $n_{i4}=1\,800\ \frac{\text{rot}}{\text{min}}$:

$$n_2 = n_{r2} + (n_{i2} - n_{r2})\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{m_2}}} = 1\,600 + (945 - 1600)\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,18}},$$

$$n_3 = n_{r3} + (n_{i3} - n_{r3})\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{m_3}}} = 1896 + (1500 - 1896)\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,09}}$$

și

$$n_4 = n_{r4} + (n_{i4} - n_{r4})\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{m_4}}} = 2000 + (1800 - 2000)\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,06}},$$

sau

$$n_2 = 1\,600 - 655\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,18}},$$

$$n_3 = 1\,896 - 396\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,09}},$$

$$n_4 = 2\,000 - 200\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,06}}.$$

Pe baza acestor ecuații se întocmesc tabelele de mai jos, în care timpul t este socotit din momentul în care turațiile n_2, n_3 și n_4 au valorile lor inițiale, date în tabela (7-1), anume 945, 1500 și 1800 rot/min, iar timpul t' este socotit din chiar momentul în care începe pornirea motorului:

Tabela 7-3

Variația în funcție de timp a vitezei motorului din exemplul 7-1 pe a doua treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,075	0,1	0,2	0,3	0,353	0,4	0,5	0,6	secunde
t'	0,729	0,739	0,779	0,804	0,829	0,929	1,029	1,082	1,129	1,229	1,329	secunde
n_2	945	979,1	1099	1160,5	1214,7	1374,2	1469,2	1500	1522	1554	1573	rot/min

Tabela 7-4

Variația în funcție de timp a vitezei motorului din exemplul 7-1 pe a treia treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,075	0,1	0,135	0,15	0,2	secunde
t'	1,082	1,092	1,132	1,157	1,182	1,217	1,232	1,282	secunde
n_3	1500	1539,5	1661,7	1716	1758	1800	1822,7	1847,8	rot/min

Tabela 7-5

Variația în funcție de timp a vitezei motorului din exemplul 7-1 pe ultima treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,075	0,1	0,15	0,2	0,3	0,4	secunde
t'	1,217	1,227	1,267	1,292	1,317	1,367	1,417	1,517	1,617	secunde
n_4	1800	1803	1909,5	1939,2	1959	1981,5	1991,7	1998,3	1999,7	rot/min

Cu ajutorul datelor din tabelele (7-2), (7-3), (7-4) și (7-5), sînt trasate curbele 1, 2, 3 și 4 din fig. 7-8, curbe care reprezintă variația vitezei n în funcție de timp în decursul procesului de pornire a acționării.

Pentru stabilirea ecuațiilor care dau, în timpul procesului de pornire, variația în timp a curentului i_a din indusul motorului, ne servim de relația (7-35) :

$$i_a = I_r + (I_i - I_r)\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}},$$

în care curentul de sarcină I_r este, conform datelor problemei, egal cu curentul nominal $I_n = 200$ A al motorului, iar curentul inițial I_i, pentru oricare treaptă de pornire, este curentul $I_{a\,max} = 400$ A care a servit la trasarea diagramei din fig. 3-14.

Astfel, pentru prima treaptă de pornire, curba de variație a curentului din indus este dată de ecuația

$$i_{a\,1} = 200 + (400 - 200)\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,35}}\ \text{A},$$

sau

$$i_{a1} = 200 + 200\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,35}}\ \text{A}.$$

Dîndu-i timpului t din această ecuație diferite valori, obținem datele din tabela 7-6.

Tabela 7-6

Curentul pe prima treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	secunde
i_{a1}	400	394	373	350	332	313	285	264	236	220,4	amperi

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a doua treaptă de pornire, curba de variație a curentului din indus este dată de relația :

$$i_{a2} = 200 + 200\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,188}} \text{ A},$$

ecuație în care originea timpului, $t = 0$, este socotită din momentul în care curentul pe prima treaptă a indusului a scăzut la valoarea minimă $I_{a\,min} = 228$ A, cînd se scoate din circuitul indusului prima treaptă de rezistență a reostatului de pornire și cînd, conform tabelei (7-1), viteza motorului a ajuns la 945 rotații pe minut. Cu alte cuvinte, curba care reprezintă variația curentului pe cea de a doua treaptă de pornire începe de pe ordonata corespunzătoare vitezei de 945 rotații pe minut.

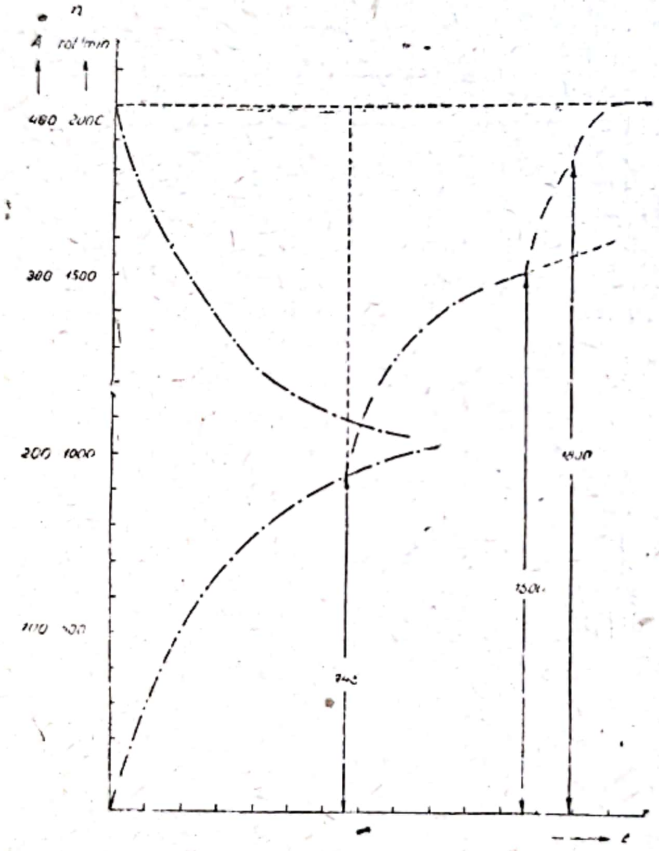


Fig. 7-8. Variația vitezei n și a curentului i_a în timpul pornirii

Dîndu-i timpului t din ecuația $i_{a2} = 200 + 200\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,16}}$ diferite valori, obținem datele din tabela (7-7).

Tabela 7-7

Curentul pe a doua treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	secunde
i_{a2}	400	389	352	318	269	244	223	amperi

Pentru a treia treaptă de pornire, curba de variație în funcție de timp a curentului din indus este dată de relația :

$$i_{a3} = 200 + 200\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,09}}\ \text{A},$$

originea timpurilor trebuind luată în momentul cînd, conform tabelei (7-1), viteza motorului a atins valoarea de 1 500 rotații pe minut. Dîndu-i timpului t, în această din urmă ecuație cu coeficienți numerici, diferite valori, obținem datele înscrise în tabela 7-8.

Tabela 7-8

Curentul pe a treia treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,1	0,2	secunde
i_{a3}	400	380	312	269,5	224	amperi

În sfîrșit, pentru ultima treaptă de pornire, cînd întreaga rezistență a reostatului de pornire a fost scoasă din circuitul indusului, curba de variație în timp a acestui curent este dată de relația

$$i_{a4} = 200 + 200\,\varepsilon^{-\frac{t}{0,06}}\ \text{A}.$$

Curba începe de pe ordonata corespunzătoare vitezei de 1 800 rotații pe minut. Dîndu-i lui t diferite valori, obținem pentru i_{a4} valorile înscrise în tabela următoare, (7-9).

Tabela 7-9

Curentul pe ultima treaptă a reostatului de pornire

t	0	0,01	0,05	0,075	0,1	0,15	0,2	0,4	secunde
i_{a4}	400	387	290,5	260,8	240,5	218,5	208	200,3	amperi

Cu ajutorul tabelelor (7-6), (7-7), (7-8) și (7-9), s-au trasat în figura 7-8 curbele de variație în funcție de timp a curenților i_{a1}, i_{a2}, i_{a3} și i_{a4}.

7-5. Durata regimurilor tranzitorii ale acționărilor cu caracteristica liniară

Relația (7-7),

$$t_{12} = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{n_2 - n_1}{M_1 - M_2} \cdot \ln \frac{M_1}{M_2},$$

ne permite să determinăm durata regimurilor tranzitorii ale acționărilor electrice antrenate de un motor electric cu caracteristica mecanică liniară, în cazul cînd cuplul de sarcină M_r este constant. Pentru aceasta este de ajuns să cunoaștem cuplurile M_1 și M_2 dezvoltate de motor și vitezele de rotație n_1 și n_2 de la începutul și de la sfîrșitul regimului tranzitoriu.

Dar durata unui regim tranzitoriu mai poate fi determinată cu ajutorul relațiilor (7-34), (7-35) și (7-36).

Într-adevăr, să considerăm o acționare electrică antrenată de un motor de curent continuu cu excitația derivație, motor ale cărui caracteristici mecanice sînt niște linii drepte, și să presupunem că, în decursul unui regim tranzitoriu al acționării, cuplul de sarcină M_r rămîne constant. În aceste condiții, variația vitezei de rotație în timpul regimului tranzitoriu este dată de relația (7-36) :

$$n = n_r + (n_i - n_r)\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}},$$

Să scoatem din această relație pe t în funcție de n. Avem :

$$\frac{n - n_r}{n_i - n_r} = \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}},$$

care prin logaritmare ne dă :

$$-\frac{t}{T_m} = \ln\frac{n - n_r}{n_i - n_r},$$

sau

$$t = T_m \ln\frac{n_i - n_r}{n - n_r}.$$

Din ultima relație deducem durata t_t a procesului tranzitoriu

$$t_t = T_m \lim_{n \to n_r} \ln\frac{n_i - n_r}{n - n_r}. \qquad (7\text{-}39)$$

Se vede că, teoretic , durata t_t a procesului tranzitoriu este infinită. În realitate, de îndată ce $n = 0{,}95\,n_r$ sau, pentru o mai mare exactitate, $n = 0{,}98\,n_r$, se consideră că procesul tranzitoriu este terminat. Cu alte cuvinte durata procesului tranzitoriu depinde de constanta electromecanică de timp a indusului motorului de acționare.

În fig. 7-9 este dată o interpretare geometrică a constantei electromecanice de timp T_m, constantă de care depinde durata unui regim tranzitoriu. În această figură curba 1, a cărei ecuație

$$n = n_r\,(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}})$$

este dedusă din ecuația (7-36), în care am făcut pe $n_i = 0$, reprezintă variația în timp a vitezei unui motor derivație în cursul procesului de pornire a motorului, proces care se dezvoltă pe o singură treaptă de pornire (pornire fără reostat), iar dreapta 2 este tangenta în originea axelor de coordonate la această curbă. Ecuația tangentei 2 este de forma

$$n = \alpha t,$$

în care coeficientul unghiular α este dat de relația:

$$\alpha = \left(\frac{dn}{dt}\right)_{t=0} = \left(\frac{n_r}{T_m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right)_{t=0} = \frac{n_r}{T_m} .$$

Prin urmare ecuația tangentei 2 este:

$$n = \frac{n_r}{T_m} t . \qquad (7\text{-}40)$$

Tangenta 2, dată de ecuația astfel stabilită, taie dreapta $n = n_r$, asimptotă la curba 1, într-un punct A a cărui abscisă $\overline{A'A}$ se determină prin eliminarea vitezei de rotație n între ecuația (7-40) și ecuația $n = n_r$:

$$\overline{A'A} = T_m .$$

Așadar, constanta T_m este egală, la scara timpurilor, cu segmentul $\overline{AA'}$ pe care-l determină tangenta în punctul O (corespunzător momentului inițial al pornirii) la curba care reprezintă variația vitezei în decursul acestui proces pe dreapta $n = n_r$, n_r fiind viteza de regim care se stabilește la sfîrșitul procesului de pornire.

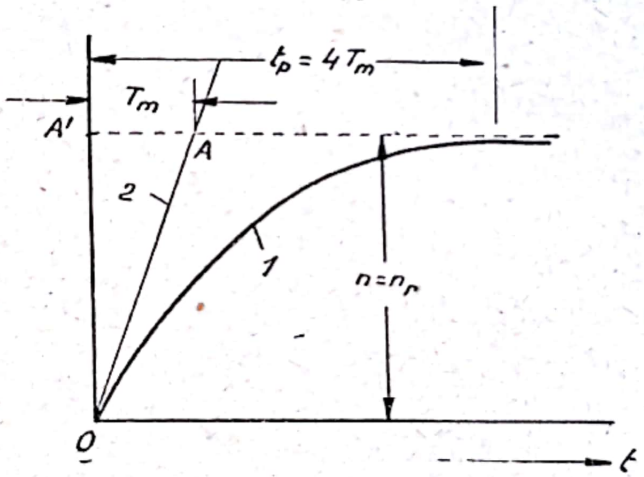


Fig. 7-9. Interpretarea geometrică a constantei electromecanice T_m

În cazul cînd motorul derivație este pornit cu ajutorul unui reostat cu mai multe trepte, și acesta este cazul obișnuit, pornirea se face astfel încît, în decursul acestui proces tranzitoriu, curentul i_a cerut de indus de la rețea sau cuplul M dezvoltat de motor să varieze între anumite limite date: $I_{a\,max}$ și $I_{a\,min}$ sau M_{max} și M_{min}.

Pentru determinarea timpului t_{pk} în care, pentru treapta de pornire k a motorului, curentul din indus scade de la valoarea inițială $I_i = I_{a\,max}$ la valoarea finală $I_{a\,min}$, cînd se scoate o nouă treaptă de pornire a reostatului din circuitul indusului, rezistența acestei trepte fiind astfel calculată încît curentul să crească din nou la $I_{a\,max}$, ne servim de relația (7-35):

$$i_a = I_r + (I_i - I_r)\varepsilon^{-\frac{t}{T_{mk}}} = I_r + (I_{a\,max} - I_r)\varepsilon^{-\frac{t}{T_{mk}}},$$

în care T_{mk} este constanta electromecanică a indusului, corespunzătoare rezistenței totale R_{ak} a circuitului acestui indus pe treapta de pornire considerată.

Făcînd în această ecuație timpul t egal cu durata t_{pk} de pornire pe treapta k, obținem relația:

$$I_{a\,min} = I_r + (I_{a\,max} - I_r)\,\varepsilon^{-\frac{t_{pk}}{T_{mk}}}, \tag{7-41}$$

sau

$$\frac{I_{a\,min} - I_r}{I_{a\,max} - I_r} = \varepsilon^{-\frac{t_{pk}}{T_{mk}}}. \tag{7-42}$$

Ultima relație ne dă prin logaritmare:

$$-\frac{t_{pk}}{T_{mk}} = \ln \frac{I_{a\,min} - I_r}{I_{a\,max} - I_r},$$

sau

$$t_{pk} = T_{mk} \ln \frac{I_{a\,max} - I_r}{I_{a\,min} - I_r} = A \cdot T_{mk} \tag{7-43}$$

Ținînd seama de relația (7-37)

$$T_m = \frac{G D_r^2 R_a}{375\, C_E C_M}$$

și de faptul că pentru toate treptele de pornire, cu excepția celei din urmă, care corespunde scoaterii complete a rezistențelor reostatului din circuitul indusului, coeficientul

$$A = \ln \frac{I_{a\,max} - I_r}{I_{a\,min} - I_r},$$

cu care trebuie să înmulțim constanta de timp corespunzătoare unei trepte pentru a afla timpul de pornire pe această treaptă, este constant, urmează că duratele de timp t_{pk}, cu excepția semnalată, descresc pe măsură ce scade R_a, deci pe măsură ce crește k:

$$t_{pk} > t_{p_2} > t_{p_3} > \cdots > t_{pk} > \cdots$$

Pentru ultima treaptă de pornire, curentul i_a din indus nu mai este limitat la valoarea $I_{a\,min}$; el descrește sub această valoare pînă cînd ajunge, teoretic după un timp infinit, practic după un timp egal cu $(3 \div 4)\,T_m$, la valoarea curentului de sarcină I_r, cînd procesul de pornire este terminat.

Pentru a afla timpul total de pornire este suficient să însumăm timpurile de pornire de pe diferitele trepte ale acestui proces:

$$t_p = \sum_{k=1}^{k=m} t_{pk},$$

m fiind numărul treptelor reostatului de pornire.

În tot ceea ce s-a spus pînă în prezent cu privire la durata regimurilor tranzitorii, s-a neglijat regimul tranzitoriu de natură electromagnetică, deoarece s-a neglijat inductanța L_a a indusului. Dacă această inductanță nu este neglijabilă, pornirea, de exemplu, a motorului de acționare se face în două etape.

Prima etapă durează din momentul conectării motorului la rețea pînă în momentul în care curentul i_a din indus ajunge la valoarea I_r corespunzătoare cuplului de sarcină constant M_r. În tot acest timp cuplul $C_M i_a$ dezvoltat de motor fiind mai mic decît cuplul de sarcină $C_M I_r$, motorul nu poate porni, rămîne nemișcat. Deci, în prima etapă de pornire a motorului, fenomenul tranzitoriu de natură mecanică nu intervine. Ecuația echilibrului electric al indusului în această primă etapă a pornirii este dată de relația:

$$U = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt}, \tag{7-44}$$

care ne spune că tensiunea U aplicată la bornele motorului este echilibrată de căderea ohmică și de căderea inductivă de tensiune.

Dacă inductanța L_a a circuitului indusului este constantă, relația (7-44) este o ecuație diferențială, neomogenă, de ordinul întîi, cu coeficienți constanți. Soluția acestei ecuații este, după cum se știe din primul volum al acestei lucrări:

$$i_a = \frac{U}{R_a}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{R_a}{L_a}t}\right), \tag{7-45}$$

sau, dacă notăm raportul dintre L_a și R_a cu T_e:

$$i_a = \frac{U}{R_a}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_e}}\right) = I_p\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_e}}\right), \tag{7-45 a}$$

în care I_p este curentul cerut de indusul motorului în momentul legării acestuia la rețea.

Constanta T_e din această relație, dată de expresia:

$$T_e = \frac{L_a}{R_a} \tag{7-46}$$

are, după cum s-a arătat în primul volum, dimensiunea unui timp și poartă numele de constantă electromagnetică de timp a indusului. De această constantă depinde durata primei etape de pornire a motorului. Într-adevăr, notînd cu t_e această durată la sfîrșitul căreia curentul din indus ajunge la valoarea I_r, relația (7-45 a) ne dă

$$I_r = I_p\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t_e}{T_e}}\right),$$

sau

$$\varepsilon^{-\frac{t_e}{T_e}} = \frac{I_p - I_r}{I_p} .$$

Prin logaritmarea ultimei relații, obținem relația

$$t_e = T_e \ln \frac{I_p}{I_p - I_r} , \tag{7-47}$$

care ne spune că durata t_e depinde de constanta electromagnetică de timp T_e.

A doua etapă de pornire începe în momentul cînd valoarea curentului i_a, crescînd după legea dată de relația (7-45 *a*), a ajuns la valoarea I_r. Din acest moment, cuplul dezvoltat de motor $C_M i_a$ crescînd peste valoarea cuplului rezistent $C_M I_r$, motorul începe să se învîrtă și, peste regimul tranzitoriu de natură electromagnetică, se suprapune regimul tranzitoriu de natură mecanică.

Ecuația echilibrului electric al indusului, în această de a doua etapă de pornire, este dată de relația

$$U = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + C_E n , \tag{7-48}$$

iar ecuația echilibrului mecanic, de relația:

$$M = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + M_r ,$$

care prin împărțirea ambilor membri cu constanta C_M ne dă:

$$i_a = \frac{G D_r^2}{375 C_M} \frac{dn}{dt} + I_r \tag{7-49}$$

Introducînd această valoare a curentului i_a în relația (7-48), obținem relația

$$L_a \frac{G D_r^2}{375 C_M} \cdot \frac{d^2 n}{dt^2} + R_a \frac{G D_r^2}{375 C_M} \cdot \frac{dn}{dt} + C_E n = U - R_a I_r, \tag{7-50}$$

care prin integrare ne dă legea de variație, de forma $n = \psi_1(t)$, a vitezei de rotație în funcție de timp. Derivînd în raport cu timpul această viteză de rotație și introducînd această derivată în relația (7-49), căpătăm o relație, de forma $i_a = \psi_2(t)$, care ne dă legea de variație a curentului i_a în funcție de timpul t. În sfîrșit, introducînd aceeași derivată $\frac{dn}{dt}$ în ecuația de echilibru mecanic, căpătăm o relație de forma $M = \psi_3(t)$, care ne dă legea de variație a cuplului M în raport cu timpul t.

Scanned with OKEN Scanner

În fig. 7-10, ecuația (7-45 *a*) este reprezentată prin curba 1, trasată cu linie plină, pînă la sfîrșitul ($t = t_e$) primei etape de pornire a motorului și continuată mai departe printr-o linie punctată. Partea punctată

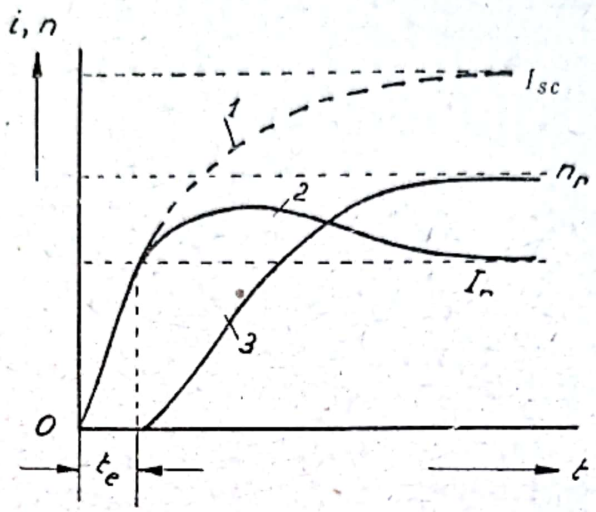


Fig. 7-10. Diagrama de sarcină la pornirea fără reostat a unui motor derivație

a curbei nu ne interesează de fapt, deoarece cu începere din momentul $t = t_e$, curentul din indus este dat de relația $i_a = \psi_2(t)$, stabilită așa cum s-a arătat mai sus, și este reprezentată prin curba 2. În sfîrșit, curba 3, din fig. 7-10, reprezintă variația vitezei de rotație $n = \psi_1(t)$ a motorului, variație obținută prin integrarea relației (7-50).

7-6. Metode grafice și grafoanalitice de determinare a regimului tranzitoriu

Dacă caracteristicile mecanice ale unui motor nu sînt lineare, metoda analitică de determinare a relațiilor $n = \psi_1(t)$, $i_a = \psi_2(t)$ și $M = \psi_3(t)$, relații care definesc regimurile tranzitorii, nu mai poate fi aplicată.

În acest caz, se folosesc metode grafice sau grafo-analitice pentru determinarea grafică a relațiilor de definire a regimului tranzitoriu.

În cele ce urmează vom expune două dintre aceste metode care se folosesc frecvent în practica acționărilor: *a*) metoda grafică a proporției și *b*) metoda grafo-analitică a suprafețelor.

a) Metoda proporției

Metoda proporției constă în următoarele:

— se înlocuiesc creșterile infinit de mici dn și dt, din ecuația mișcării,

$$M - M_r = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt},$$

prin creșterile finite Δn și Δt;

— se înlocuiesc cuplurile M și M_r, variabile în intervalele de timp finite Δt, prin valorile lor medii din aceste intervale;

— se scrie ecuația de mișcare, dintr-un interval finit de timp Δt, sub forma :

$$M_{med} - M_{r\ med} = M_{j\ med} = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{\Delta n}{\Delta t},$$

sau :

$$\frac{M_{j\ med}}{\frac{GD_r^2}{375}} = \frac{\Delta n}{\Delta t}; \qquad (7\text{-}51)$$

— se determină apoi, servindu-ne de ultima relație, punctul din planul axelor $n - t$ ale cărui coordonate variază în raportul $\frac{\Delta n}{\Delta t}$ în intervalul de timp în care valoarea medie a cuplului dinamic M_j este M_{med}, obținîndu-se astfel, prin puncte, curba $n = \psi_1(t)$.

Pentru o mai temeinică înțelegere a metodei schițate mai sus, să presupunem că un mecanism executor cu o caracteristică mecanică rectilinie ascendentă este acționat de un motor asincron cu rotorul în scurt-circuit și ne propunem să trasăm curba $n = \psi_1(t)$ care dă variația în timp a vitezei motorului în perioada de pornire.

În acest scop, trasăm în partea stîngă a fig. 7-11 caracteristica mecanică $M = f_1(n)$ a motorului asincron și caracteristica mecanică $M_r = f_2(n)$ a mecanismului executor, folosindu-ne de scările alese arbitrar : $1\ \text{kgm} = \alpha\ \text{mm}$ și $1\ \frac{\text{rot}}{\text{min}} = \beta\ \text{mm}$.

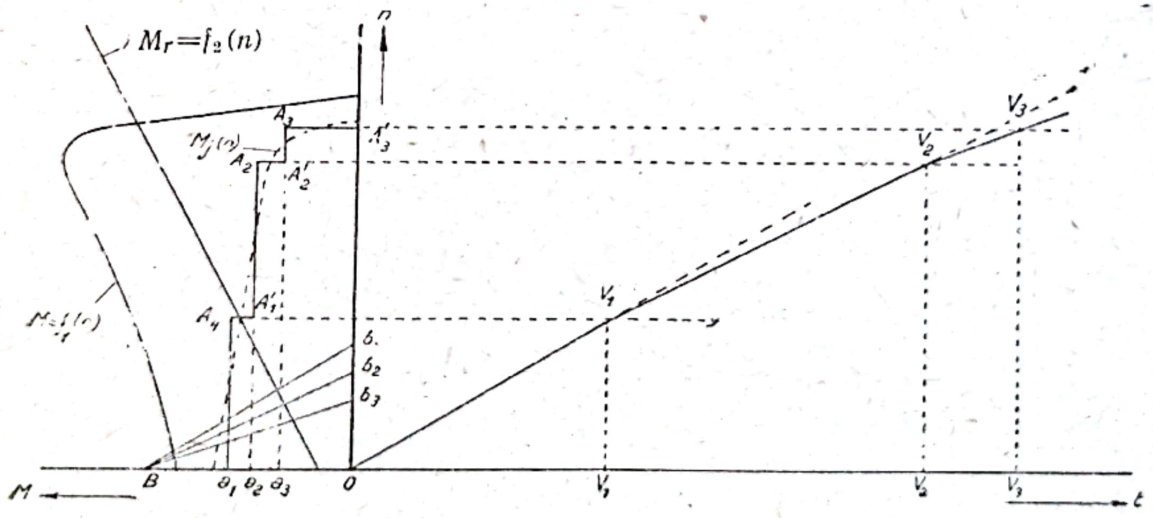


Fig. 7-11. Determinarea grafică a curbei $n = \psi_1(t)$.

Din aceste caracteristici se deduce diferența $M_j = M - M_r$, trasată punctat în fig. 7-11. Se înlocuiește, apoi, curba continuă (punctată) M_j printr-o linie în trepte $a_1 A_1 A_1' A_2 A_2' A_3 A_3'$. Cu cît numărul treptelor este mai mare, cu atît rezultatele obținute sînt mai precise. În fig. 7-11, pentru claritatea ei, numărul treptelor este numai trei.

Ne alegem în mod arbitrar, așa cum am procedat și la alegerea scărilor pentru cupluri și viteze, scara timpurilor, 1 secundă $= \gamma$ mm, și determinăm scara pentru măsura expresiei $\frac{GD_r^2}{375}$. Dacă unitatea pentru măsura acestei expresii este reprezentată prin δ mm, atunci relația (7-51) ne dă:

$$\delta \text{ mm} = \frac{\alpha \cdot \gamma}{\beta} \text{ mm}.$$

La scara astfel determinată pentru expresia $\frac{GD_r^2}{375}$, reprezentăm această expresie prin segmentul OB de pe axa absciselor. Segmentele Oa_1, Oa_2 și Oa_3 de pe aceeași axă, care măsoară, la scara cuplurilor, cuplurile medii $M_{j\,med}$ de pe cele trei trepte ale liniei în trepte cu care am înlocuit curba continuă M_j, le raportăm pe axa ordonatelor în Ob_1, Ob_2 și Ob_3, obișnuit cu ajutorul unor arcuri de cerc cu centrul în O, pe care însă nu le-am trasat în figura noastră pentru a n-o complica. Unim apoi punctul B cu punctele b_1, b_2 și b_3. Prin punctul O, în partea stîngă a fig. 7-11, ducem o dreaptă OV_1 paralelă cu dreapta Bb_1. Această dreaptă, limitată la punctul ei de intersecție cu dreapta paralelă cu axa absciselor dusă prin punctul A_1, reprezintă variația vitezei de rotație n în funcție de timp pentru valoarea medie a cuplului dinamic $M_{j\,med} = Oa_1 = Ob_1$. Într-adevăr, din triunghiurile asemenea BOb_1 și $O\,v_1\,V_1$ avem:

$$\frac{\overline{Ob_1}}{\overline{OB}} = \frac{M_{j\,med}}{\frac{GD_r^2}{375}} = \frac{\overline{v_1 V_1}}{\overline{Ov_1}}.$$

Cum însă $v_1 V_1$ reprezintă tocmai variația Δn a vitezei, urmează, conform relației (7-51), că Ov_1 reprezintă timpul Δt în care a avut loc această variație.

Din punctul V_1 ducem paralela la dreapta Bb_2. Dreapta astfel obținută reprezintă, conform celor arătate mai sus, variația vitezei n în funcție de timp pentru valoarea medie $M_{j\,med} = \overline{Oa_2}$ a cuplului dinamic M_j. La fel, dreapta $V_2 V_3$ reprezintă variația în timp a vitezei de rotație a motorului, corespunzătoare valorii medii $M_{j\,med} = \overline{OA_3}$ a cuplului dinamic.

Am obținut în felul acesta în $OV_1V_2V_3$ curba care ne dă relația $n = \psi_1(t)$ în perioada de pornire a motorului.

b. Metoda suprafețelor

Pentru a înțelege mai ușor în ce constă metoda suprafețelor, vom examina cazul pornirii unui motor de curent continuu cu excitația serie cu ajutorul unui reostat cu două trepte.

Se trasează mai întîi (fig. 7-12), în stînga figurii, cele trei caracteristici mecanice $M = f_1(n)$, $M = f_2(n)$ și $M = f_3(n)$ ale motorului cu excitația serie, corespunzătoare introducerii ambelor trepte ale reosta-

tului în circuitul indusului (curba $A_1 B_1$), introducerii numai a unei trepte a reostatului (curba $A_2 B_2$) și scoaterii complete a reostatului de pornire din circuitul indusului (curba $A_3 B_3$). Ultima caracteristică este de fapt caracteristica mecanică naturală a motorului serie.

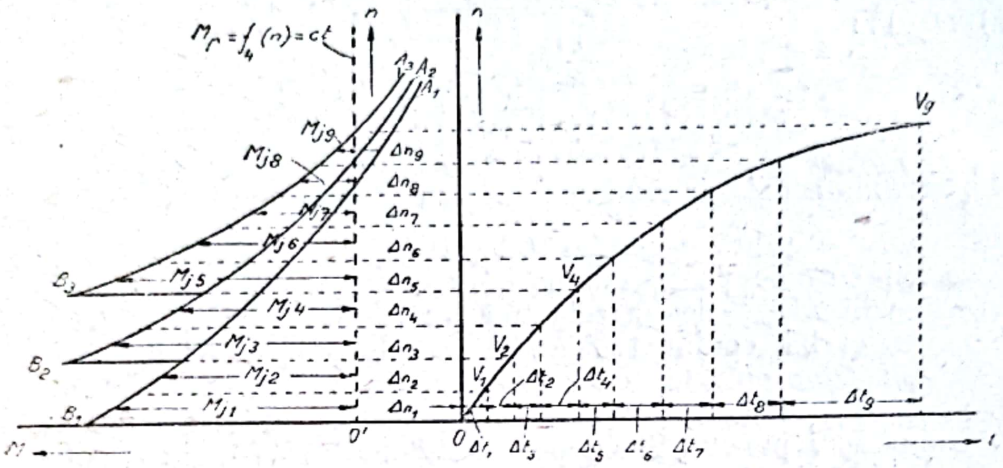


Fig. 7-12. Determinarea grafo-analitică a curbei $n = \psi_1(t)$

Se trasează, apoi, caracteristica mecanismului executor, cu alte cuvinte, curba care dă cuplul static rezistent al acționării, redus la arborele motorului, în funcție de viteza de rotație, $M_r = f_4(n)$. Pentru mai multă simplicitate, am presupus că această din urmă caracteristică este independentă de viteză, deci că $M_r = ct$.

Se face rezultanta $M - M_r = M_j$ care, în cazul nostru, este reprezentată de curbele $A_1 B_1$, $A_2 B_2$, și $A_3 B_3$ raportate, însă, la un nou sistem de axe obținut prin translația vechiului sistem din O în O'.

Printr-o serie de drepte paralele cu axa absciselor, drepte echidistante, se împarte curba care reprezintă cuplul dinamic M_j în mai multe porțiuni. Se consideră că pe fiecare din aceste porțiuni cuplul M_j este constant și anume egal cu media cuplurilor din porțiunea respectivă.

Aplicînd atunci relația (7-51), pusă sub forma:

$$\Delta t = \frac{M_{j\,med}}{\frac{GD_r^2}{375}} \cdot \Delta n \,, \qquad (7\text{-}51\,a)$$

pentru fiecare din porțiunile în care a fost împărțită curba cuplului dinamic M_j, se calculează creșterile Δt_1, Δt_2..... Δt_n pentru fiecare din aceste porțiuni, toți factorii din membrul al doilea al relației (7-51 *a*) fiind cunoscuți.

Știind acum valorile creșterilor Δn și Δt se poate construi prin puncte, așa cum se vede în partea dreaptă a figurii 7-12, curba $n = \psi_1(t)$

Odată determinată, fie prin metoda proporției, fie prin metoda suprafețelor, curba $n = \psi_1(t)$, care definește regimul tranzitoriu, este ușor să construim curba $M = \psi_3(t)$. Pentru aceasta atribuim timpului t diferite valori t_1, t_2, t_3 ... La aceste valori corespund pe curba $n = \psi_1(t)$

diferite valori n_1, n_2, n_3, ... pentru viteza de rotație n a motorului. Acestor din urmă valori le corespund, însă, pe caracteristica mecanică $M = f(n)$ (sau caracteristicile mecanice, în cazul pornirii, de exemplu, cu ajutorul unui reostat cu mai multe trepte) a motorului, diferite valori M_1, M_2, ... pentru cuplul dezvoltat de motor. Cu ajutorul perechilor de valori $(M_1, t_1), (M_2, t_2), (M_3, t_3), \ldots$, care se pot deduce în acest fel, se construiește prin puncte curba $M = \psi_3(t)$.

7-7. Accelerarea proceselor tranzitorii

Am văzut că durata regimurilor tranzitorii, dintre care ne interesează în special pornirea și frînarea, depinde de constanta electromecanică de timp T_m, pe de o parte, iar pe de altă parte, de constanta electromagnetică de timp T_e a indusului motorului de acționare. Durata condiționată de această din urmă constantă fiind de ordinul sutimilor sau chiar miimilor de secundă, ne putem aranja ca mărimea duratei totale de pornire sau de oprire a unei acționări, atîta timp cît această durată ar depinde numai de mărimile T_m și T_e, să fie astfel încît ea să permită o folosire rațională a mecanismelor care, prin natura procesului tehnologic pe care-l au de executat, cer dese schimbări ale sensului de mișcare al motorului lor de acționare.

Dar durata pornirii și a frînării unei acționări electrice, atunci cînd este vorba de mașini de curent continuu, mai depinde încă și de durata proceselor tranzitorii care au loc în bobinajele lor de excitație, bobinaje a căror constantă electromagnetică de timp, dată fiind inductanța lor mare, este apreciabilă, de cîteva zecimi de secundă pînă la cîteva secunde. În tabela (7-10), de mai jos, sînt date constantele electromagnetice de timp T_e' ale bobinajelor de excitație ale cîtorva mașini de curent continuu.

Tabela 7-10

Mărimile constantelor electromagnetice de timp ale bobinajelor de excitație ale mașinilor de curent continuu

Puterea motorului în kW	1,5	15	75	350
Constanta electromagnetică de timp T_e' a bobinajului de excitație în secunde	0,2	0,8	1,2	2 ÷ 4

Este necesar deci, pentru raționala utilizare a instalațiilor cu porniri dese, instalații acționate, în general, de un grup de mașini de curent continuu, să se găsească metode de accelerare a proceselor tranzitorii din bobinajele de excitație ale acestor mașini.

În cele ce urmează se vor examina metodele folosite astăzi pentru accelerarea proceselor tranzitorii din bobinajul de excitație al unui generator din grupul generator-motor utilizat la acționarea laminoarelor reversibile.

În fig. 7-13 este dată schema sumară a legăturilor unui astfel de grup.

Generatorul G, învîrtit cu o viteză constantă, va produce forța sa electromotoare nominală și, deci, va produce tensiunea nominală la bornele motorului M, abia atunci cînd valoarea curentului său de excitație va ajunge la valoarea sa nominală. Curentul de excitație, însă, variază, începînd din momentul legării circuitului de excitație la barele de tensiune U_e alimentate de excitatoarea grupului, după legea exponențială cunoscută :

$$i_{eg} = I_{eg}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right), \qquad (7\text{-}52)$$

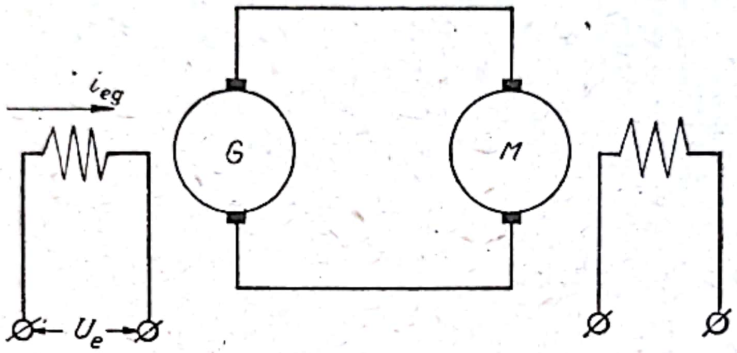


Fig. 7-13. Schema legăturilor unui grup G-M

în care I_{eg} este curentul nominal de excitație al generatorului, dat de relația :

$$I_{eg} = \frac{U_e}{r_{eg}},$$

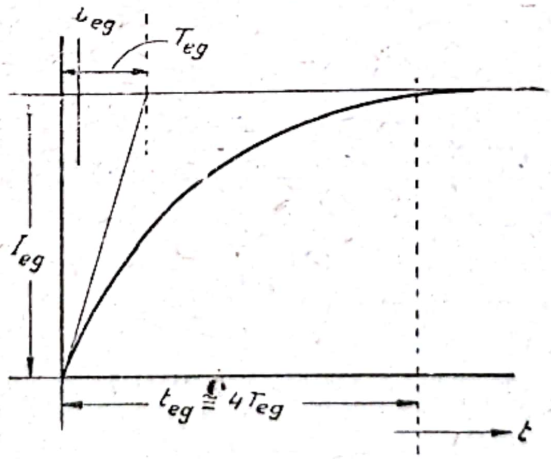


Fig. 7-14. Curba $i_{eg} = \psi(t)$

r_{eg} fiind rezistența înfășurării de excitație, iar T_{eg} constanta electromagnetică de timp a acestei înfășurări, constantă a cărei valoare este :

$$T_{eg} = \frac{L_{eg}}{r_{eg}}, \qquad (7\text{-}53)$$

în care L_{eg} este inductanța înfășurării de excitație.

Curba de variație a curentului i_{eg} în funcție de timp este reprezentată în fig. 7-14, iar timpul t_{eg} după care forța electromotoare a generatorului ajunge la valoarea sa nominală, timp reprezentat în această figură, este de aproximativ patru ori valoarea constantei electromagnetice de timp T_{eg}. Cum, după tabela (7-10), pentru o mașină de cîteva mii de kW, și acesta este ordinul de mărime al puterii necesare unui laminor reversibil, constanta T_{eg} este de cîteva secunde, însemnează că nu s-ar putea obține decît cîteva reversări ale laminorului pe minut, ceea ce este mult prea puțin.

O primă metodă de accelerare a procesului tranzitoriu din circuitul de excitație al generatorului G constă în aplicarea, la bornele acestui circuit, a unei tensiuni U'_e mai mare decît tensiunea $U_e = r_{eg} \cdot I_{eg}$. Însă, pentruca curentul nominal de excitație I_{eg} să nu se schimbe prin aplicarea noii tensiuni mărite U'_e la bornele circuitului de excitație, trebuie să introducem în acest circuit, așa cum se vede în schema din fig. 7-15, o rezistență auxiliară R_e astfel ca:

$$I_{eg} = \frac{U_e}{r_{eg}} = \frac{U'_e}{r_{eg} + R_e} \tag{7-54}$$

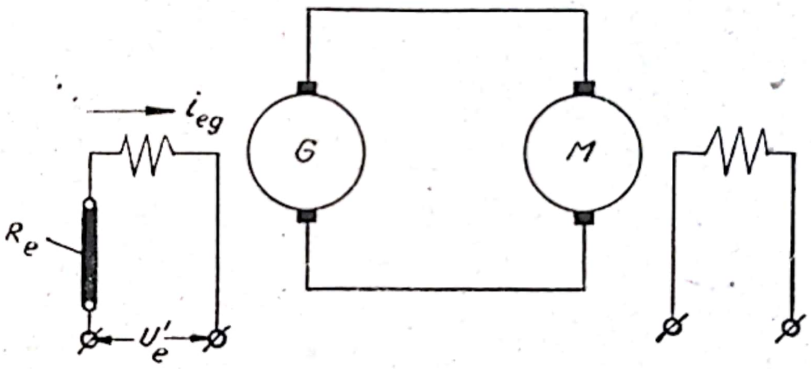


Fig. 7-15. Forțarea excitației generatorului G prin introducerea rezistenței R_e

Raportul dintre noua tensiune U'_e, aplicată la bornele circuitului de excitație, și vechea tensiune U_e de la aceste borne poartă numele de *coeficient de accelerare sau de forțare a excitației* și se notează cu α:

$$\alpha = \frac{U'_e}{U_e} = \frac{r_{eg} + R_e}{r_{eg}} . \tag{7-55}$$

De acest coeficient depinde scurtarea duratei regimului tranzitoriu în circuitul de excitație al generatorului G. Într-adevăr, în acest caz, constanta electromagnetică de timp a circuitului de excitație

$$T'_{eg} = \frac{L_{eg}}{r_{eg} + R_e} , \tag{7-56}$$

este dată în funcție de constanta electromagnetică de timp T_{eg} (formula 7-53) de relația

$$T'_{eg} = T_{eg} \frac{r_{eg}}{r_{eg} + R_{eg}} = \frac{T_{eg}}{\alpha} . \qquad (7\text{-}57)$$

Cu alte cuvinte, constanta electromagnetică de timp T'_{eg} este de α ori mai mică decît constanta electromagnetică de timp T_{eg} și, prin urmare, durata procesului tranzitoriu în circuitul de excitație al generatorului G se micșorează de α ori.

În fig. 7-16, sînt date curbele de variație în funcție de timp a curentului din circuitul de excitație al generatorului G și duratele regimurilor tranzitorii din acest circuit pentru rezistențele suplimentare $R_e = 0$, $R_e = r_{eg}$ și $R_e = 3\,r_{eg}$.

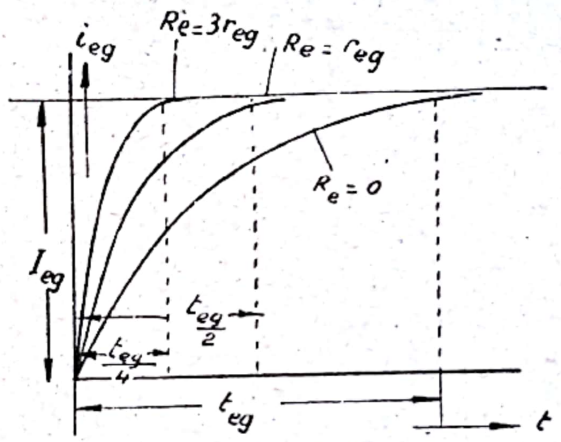


Fig. 7-16. Curbele $i_{eg} = f(t)$ pentru diferite valori ale rezistenței din circuitul de excitație

Rezultă din cele arătate mai sus că, prin introducerea unor rezistențe suplimentare R_e în circuitul de excitație al generatorului și prin mărirea corespunzătoare a tensiunii de la bornele acestui circuit, este posibil să micșorăm durata procesului tranzitoriu pînă la o valoare care să permită utilizarea rațională a laminorului reversibil.

Metoda aceasta prezintă însă un dezavantaj : acela că, pe de o parte, cresc pierderile de putere din circuitul de excitație odată cu creșterea rezistenței suplimentare R_e, iar pe de altă parte, excitatoarea care alimentează circuitul de excitație al generatorului G trebuie să producă o tensiune mai ridicată, ceea ce scumpește această excitatoare.

Acest dezavantaj poate fi însă remediat dacă circuitul de excitație al generatorului G este alimentat, așa cum se vede în fig. 7-17, de la o excitatoare DE cu excitația mixtă diferențială. În acest caz, pe măsură ce curentul de excitație al generatorului G, care este și curentul din excitația serie diferențială a excitatoarei DE, crește în timpul regimului tranzitoriu de stabilire a acestui curent, tensiunea de la bornele excitatoarei și, deci, tensiunea de la bornele circuitului de excitație al gene-

ratorului scade. Amperspirele celor două excitații, derivație și serie, ale excitatoarei sînt astfel alese, încît la curentul nominal I_{eg} al excitației generatorului tensiunea la bornele excitatoarei și, deci, de la bornele circuitului de excitație al generatorului, să fie egală cu $r_{eg} I_{eg}$.

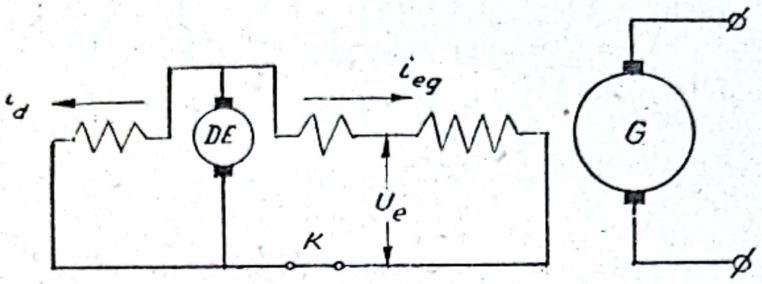


Fig. 7-17. Excitația generatorului de la o excitatoare cu excitație mixtă diferențială

Explicația scurtării duratei regimului tranzitoriu de stabilire a curentului din circuitul de excitație al generatorului G în cazul alimentării acestui circuit, conform schemei din fig. 7-17, de la o excitatoare DE cu excitația mixtă diferențială, este simplă. Într-adevăr, să presupunem că circuitul de excitație al generatorului este alimentat de la o tensiune constantă $U_e = r_{eg} I_{eg}$, ca în schema din fig. 7-13. În acest caz, variația în funcție de timp a curentului de excitație i_{eg}, în perioada de stabilire a acestui curent, este reprezentată de curba 1 din fig. 7-18, figură în care este reprezentată și durata t_{eg} de stabilizare la valoarea nominală I_{eg}

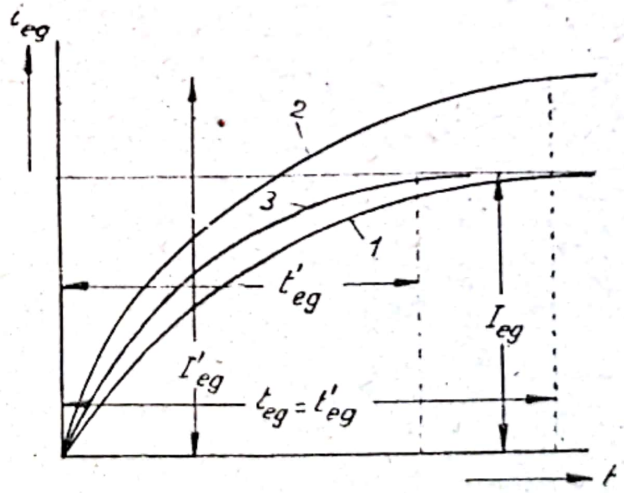


Fig. 7-18. Explicația scurtării duratei regimului tranzitoriu al excitației generatorului G din fig. 7-17

a acestui curent. Să presupunem, acum, că șuntăm excitația serie a excitatoarei DE din schema dată în fig. 7-17. Se înțelege că, în acest caz, tensiunea la bornele excitatoarei și, deci, la bornele generatorului nu va mai scădea pe măsură ce curentul de excitație al generatorului

crește, așa cum s-a spus mai sus, ca să ajungă la sfîrșit la valoarea $U_e = r_{eg} I_{eg}$, ci va rămîne constantă. Această tensiune constantă U'_e, egală cu aceea produsă, în momentul închiderii întrerupătorului K, de excitatoarea DE, este evident mai mare decît U_e, ea fiind produsă numai de forța magnetomotoare a excitației derivație. Se înțelege că, în acest caz, curentul de excitație i_{eg} a generatorului G va atinge la stabilizarea sa o valoare $I'_{eg} = \frac{U'_{eg}}{r_{eg}}$ mai mare decît I_{eg} și variația curentului I_{eg} va fi dată de curba 2 din fig. 7-18. Este de observat că, deoarece circuitul de excitație al generatorului G are aceeași rezistență r_{eg} și aceeași inductanță L_{eg} ca și în cazul precedent, constanta electromagnetică de timp T_{eg} rămîne aceeași și, deci, durata de stabilizare a curentului de excitație al generatorului rămîne aceeași t_{eg}. În cazul cînd circuitul de excitație al generatorului este alimentat conform schemei din fig. 7-17, variația curentului din acest circuit va fi reprezentată de o curbă care, evident, este cuprinsă între curba 1 și curba 2, curbă care tinde asimptotic către valoarea nominală I_{eg} a curentului de excitație al generatorului. Fie 3 această curbă. Se vede că durata de stabilizare a curentului de excitație $t''_{eg} < t_{eg} = t'_{eg}$.

Mai mult, neglijînd saturația circuitului magnetic al excitatoarei și inductanța mutuală dintre cele două circuite de excitație ale acestei mașini, se poate înlocui schema reală din fig. 7-17 prin schema echivalentă din fig. 7-19, schemă în care rezistența R_e înlocuiește acțiunea excitației serie a excitatoarei DE.

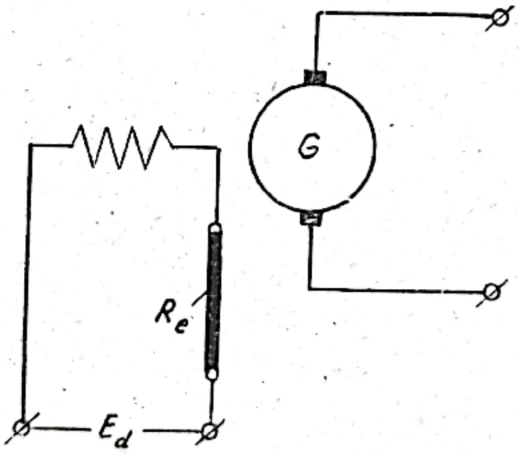


Fig. 7-19. Schema echivalentă schemei din fig. 7-17

Pentru calculul rezistenței R_e din schema din fig. 7-19 și al tensiunii E_d din aceeași schemă, procedăm în felul următor. Notăm cu E_d forța electromotoare a excitatoarei DE, corespunzătoare excitației sale derivație, forță electromotoare constantă, cu $E_s = k I_{eg}$ forța electromotoare de regim a acestei excitatoare, corespunzătoare curentului nominal din circuitul excitației sale serie, curent care este tocmai curentul

nominal de excitație al generatorului G, și descompunem forța electromotoare a excitatoarei DE în două componente: o componentă

$$E_d = \text{const}, \tag{7-58}$$

corespunzătoare excitației sale derivație, și o componentă

$$e_s = k\, i_{eg}, \tag{7-59}$$

corespunzătoare excitației sale serie.

Neglijind căderile de tensiune în interiorul excitatoarei, ecuația echilibrului electric al circuitului indusului excitatoarei, care este și circuitul de excitație al generatorului, se poate scrie:

$$e = (r_{eg} + r_s)\, i_{eg} + (L_{eg} + L_s)\frac{\mathrm{d}\, i_{eg}}{\mathrm{d}t}, \tag{7-60}$$

în care r_s și L_s sînt rezistența și inductanța circuitului de excitație serie al excitatoarei. Ținînd seama că $e = E_d - e_s = E_d - k\, i_{eg}$, relația (7-60) devine:

$$E_d = (r_{eg} + r_s + k).\ i_{eg} + (L_{eg} + L_s)\frac{\mathrm{d}\, i_{eg}}{\mathrm{d}t} \tag{7-60 a}$$

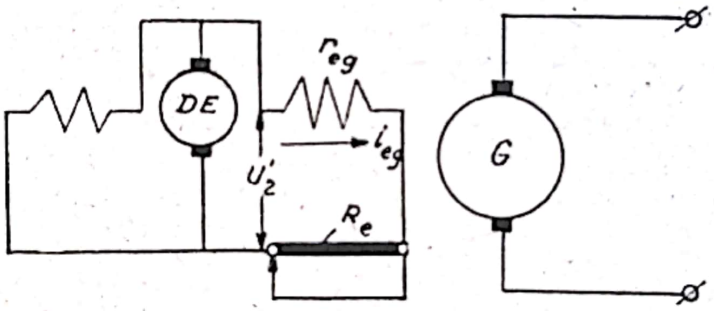


Fig. 7-20. Forțarea excitației generatorului G prin șuntare, în momentul pornirii, a rezistenței R_e

Prin integrarea acestei ecuații diferențiale se obține curentul i_{eg}

$$i_{eg} = \frac{E_d}{r_{eg} + r_s + k}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T'_{eg}}}\right), \tag{7-61}$$

în care

$$T'_{eg} = \frac{L_{eg} + L_s}{r_{eg} + r_s + k}. \tag{7-62}$$

Cum, însă, inductanța L_s este neglijabilă față de inductanța L_{eg}, iar rezistența r_s se poate neglija față de rezistența r_{eg}, relația de mai sus se poate scrie:

$$T'_{eg} = \frac{L_{eg}}{r_{eg} + k}, \tag{7-62 a}$$

în care k este tocmai rezistența R_e din schema echivalentă 7-19.

Rezultă deci că folosirea unei excitatoare cu excitația mixtă diferențială pentru alimentarea circuitului de excitație al generatorului G este echivalentă cu forțarea excitației acestui generator, prin introducerea rezistenței $R_e = k$ în circuitul de excitație al generatorului, coeficientul de forțare a excitației fiind dat de relația:

$$\alpha = \frac{r_{eg} + k}{r_{eg}} = \frac{r_{eg} + R_e}{r_{eg}} .$$

În sfîrșit, o ultimă schemă folosită pentru accelerarea procesului tranzitoriu de stabilire a curentului în circuitul de excitație al generatorului G este aceea dată în fig. 7-20. În circuitul de excitație al generatorului G, circuit alimentat de excitatoarea DE, se găsește o rezistență R_e, care se șuntează în momentul pornirii generatorului. Tensiunea U'_e produsă de excitatoarea DE este mai mare decît tensiunea U_e dată de relația $U_e = r_{eg} I_{eg}$, în care r_{eg} și I_{eg} sînt, așa cum le-am întîlnit de atîtea ori, rezistența înfășurării de excitație a generatorului și curentul nominal din această înfășurare.

Schema din fig. 7-20 se deosebește de aceea dată în fig. 7-15, prin faptul că, în momentul pornirii, rezistența R_e se șuntează și, prin aceasta, curentul i_{eg} este forțat să urmeze o variație exponențială care îl face să tindă către valoarea $I'_{eg} = U'_e : r_{eg} > I_{eg}$. Cînd curentul i_{eg}, urmînd această variație exponențială, ajunge la valoarea sa nominală I_{eg}, se îndepărtează șuntul cu care este șuntată rezistența R_e și procesul tranzitoriu este terminat. Și de data aceasta, avem o forțare a excitației dată de coeficientul de forțare:

$$\alpha = \frac{U'_e}{U_e} = \frac{(r_{eg} + R_e) I_{eg}}{r_{eg} I_{eg}} = \frac{r_{eg} + R_e}{r_{eg}} .$$

Putem deci spune că în toate cele trei scheme (7-15, 7-17 și 7-20) folosite pentru accelerarea excitației intervine coeficientul α de accelerare sau de forțare a excitației. De aici urmează că, în toate cele trei scheme, legea de variație a curentului de excitație al generatorului G este:

$$i_{eg} = \alpha I_{eg} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right). \qquad (7\text{-}63)$$

Din această lege de variație a curentului rezultă relația

$$\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} = \frac{\alpha I_{eg} - i_{eg}}{\alpha I_{eg}} ,$$

care ne dă prin logaritmare:

$$t = T_{eg} \ln \frac{\alpha I_{eg}}{\alpha I_{eg} - i_{eg}} . \qquad (7\text{-}64)$$

Relația (7-64) ne permite să determinăm timpul t_{eg} de stabilizare a curentului de excitație i_{eg} la valoarea sa nominală I_{eg}:

$$t_{eg} = T_{eg} \ln \frac{\alpha I_{eg}}{\alpha I_{eg} - I_{eg}} = T_{eg} \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} . \qquad (7\text{-}65)$$

Scanned with OKEN Scanner

În fig. 7-21 sînt date curbele de variație (7-63) ale curentului i_{eg} în funcție de timpul t pentru diferite valori ale lui α și timpurile corespunzătoare t_{eg} după care curentul se stabilizează la valoarea sa nominală I_{eg}.

Dintre toate cele trei scheme folosite la accelerarea procesului de stabilizare a curentului de excitație al generatorului G, din grupul motor-generator utilizat la acționarea laminorului reversibil, cea mai avantajoasă este schema din fig. 7-20, schemă cu ajutorul căreia se realizează cea mai scurtă durată de stabilizare a acestui curent, bineînțeles dacă parametrii I_{eg}, U_e' și R_e sînt aceiași pentru toate schemele. Mai mult, curentul de excitație i_{eg} variază, în cazul acestei scheme, aproape liniar (curba α'' din fig. 7-21), ceea ce are o influență favorabilă asupra formei curentului din circuitul principal al grupului generator-motor.

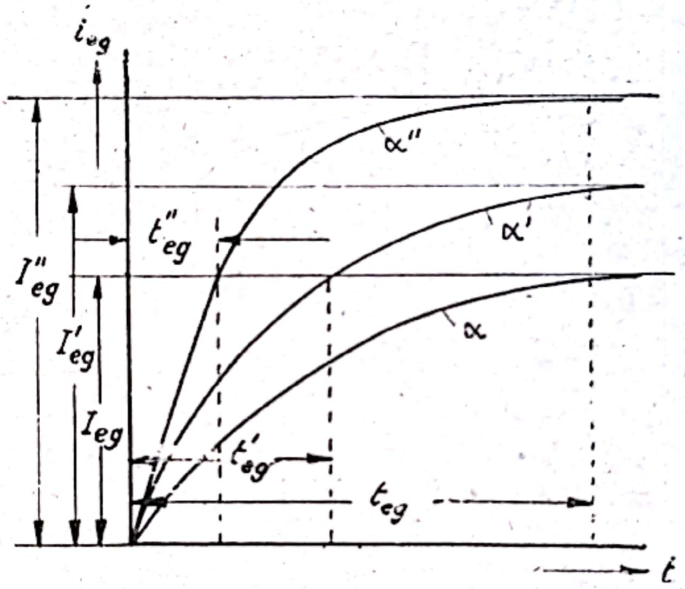


Fig 7-2'. Curbele de variație ale curentului i_{eg} pentru diferite valori ale lui α

În fig. 7-22, sînt date variațiile tensiunii u_e de la bornele înfășurării de excitație a generatorului (nu a circuitului de excitație, în care se poate să avem și o rezistență suplimentară R_e) în funcție de timp. Pentru schema din fig. 7-20, această tensiune rămîne constant egală cu U_e' pînă în momentul în care, curentul i_{eg} atingînd valoarea sa nominală, se îndepărtează șuntul care șuntează rezistența R_e. În acest moment tensiunea la bornele înfășurării de excitație a generatorului scade brusc la valoarea U_e și rămîne apoi, tot timpul funcționării stabile a generatorului, egală cu această tensiune (curba α'', în linie frîntă, din fig. 7-22).

Pentru celelalte două scheme 7-15 și 7-17, tensiunea u_e variază continuu după curbele exponențiale α și α' din fig. 7-22, scăzînd treptat de la valoarea U_e' la valoarea U_e.

Scurtarea duratei procesului tranzitoriu de stabilire a curentului de excitație al generatorului G atrage după sine scurtarea regimului tranzitoriu de pornire a motorului de acționare M.

Într-adevăr, presupunînd că circuitul magnetic al generatorului G este nesaturat și că viteza sa de rotație n este constantă, forța electromotoare a generatorului este proporțională cu valoarea curentului de excitație. Prin urmare, în perioada de stabilire a acestui curent, forța electromotoare e_g a generatorului va varia exact la fel ca și curentul de excitație,

$$i_{eg} = \alpha I_{eg} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right).$$

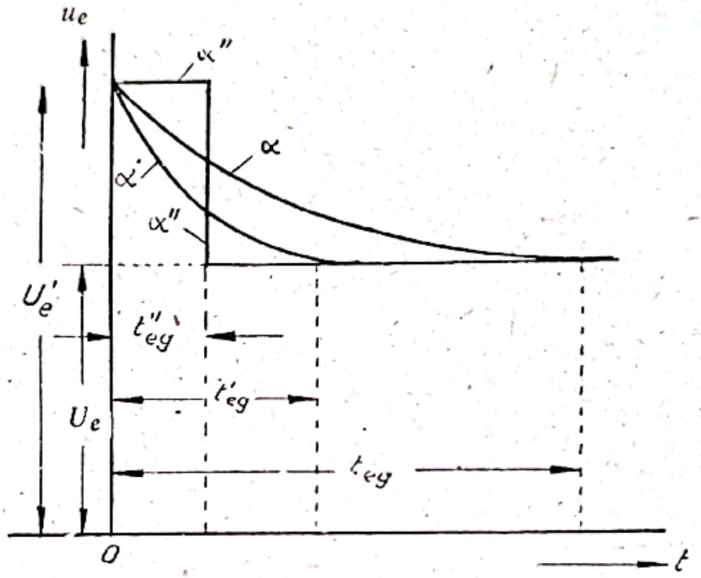


Fig. 7-22. Curbele de variație ale tensiunii u_e pentru diferite valori ale lui α

Urmează deci că

$$e_g = \alpha E_{gn} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right), \qquad (7\text{-}66)$$

în care E_{gn} este valoarea nominală, stabilizată, a forței electromotoare a generatorului.

Pe de altă parte însă

$$e_g = r_a i + L_a \frac{di}{dt} + e_m, \qquad (7\text{-}67)$$

în care r_a și L_a sînt rezistența și reactanța circuitului principal al grupului generator-motor, i curentul din acest circuit (care înglobează indusul motorului, pe acel al generatorului și conductoarele de legătură ale acestor indusuri), iar e_m forța electromotoare a motorului de acționare.

Eliminînd forța electromotoare e_g între relațiile (7-66) și (7-67), obținem relația

$$r_a \cdot i + L_a \frac{di}{dt} + e_m = \alpha E_{gn} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right). \qquad (7\text{-}68)$$

De cele mai multe ori inductanța L_a a circuitului principal al celor două mașini se poate neglija, în care caz relația (7-68) se poate scrie:

$$r_a \cdot i + e_m = \alpha E_{gn}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right), \qquad (7\text{-}68\,a)$$

Pentru a obține relațiile $n = \psi_1(t), i = \psi_2(t)$ și $M = \psi_3(t)$ care dau variația în funcție de timp a vitezei de rotație n a acționării, a curentului i din indusul motorului de acționare și a cuplului M dezvoltat de acest motor în decursul regimurilor tranzitorii, se rezolvă sistemul de ecuații format de: ecuația (7-68) sau (7-68a), ecuația de mișcare a acționării

$$M = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + M_r, \qquad (7\text{-}69)$$

ecuația care dă forța electromotoare e_m a motorului în funcție de viteza de rotație n

$$e_m = C_E \cdot n \qquad (7\text{-}70)$$

și ecuația care dă cuplul motor M în funcție de curentul din indus i

$$M = C_M \cdot i. \qquad (7\text{-}71)$$

Astfel, presupunînd că fluxul magnetic al motorului este constant, în care caz coeficienții C_E și C_M sînt constanți, obținem, introducînd valoarea curentului i scoasă din relația (7-71), anume $i = \frac{M}{C_M}$, în relația (7-69):

$$i = \frac{G D_r^2}{375\, C_M} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{M_r}{C_M}. \qquad (7\text{-}72)$$

Introducînd acum această valoare a curentului i și valoarea forței electromotoare e_m dată de relația (7-70), în relația (7-68a) obținem:

$$\frac{r_a G D_r^2}{375\, C_M} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{r_a M_r}{C_M} + C_E \cdot n = \alpha E_{gn}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right)$$

sau:

$$\frac{r_a G D_r^2}{375\, C_M C_E} \cdot \frac{dn}{dt} + n = \frac{\alpha E_{gn}}{C_E}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right) - \frac{r_a M_r}{C_M C_E}.$$

Ținînd seama că:

$$\frac{r_a G D_r^2}{375\, C_E C_M} = T_m \quad \text{și} \quad \frac{r_a M_r}{C_M C_E} = \Delta n_r,$$

în care T_m este constanta electromecanică de timp a acționării, iar Δn_r este căderea de viteză corespunzătoare cuplului de sarcină M_r, ultima relație poate fi scrisă sub forma:

$$T_m \frac{dn}{dt} + n = \frac{\alpha E_{gn}}{C_E}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right) - \Delta n_r , \qquad (7\text{-}73)$$

sau, avînd în vedere că $E_{gn} : C_E = n_0$, deoarece la mersul în gol ideal al motorului forța sa electromotoare este egală cu aceea a generatorului, cînd excitația acestuia este cea nominală:

$$\frac{dn}{dt} + \frac{n}{T_m} = \frac{\alpha n_0}{T_m}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right) - \frac{\Delta n_r}{T_m} . \qquad (7\text{-}74)$$

Soluția generală a ecuației diferențiale fără membrul al doilea este

$$n = A\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \qquad (7\text{-}75)$$

Pentru a afla soluția generală a ecuației diferențiale cu membrul al doilea aplicăm metoda variației constantei de integrare A, presupunînd că această constantă este o funcție de t. Înlocuind în ecuația (7-74) pe n cu valoarea sa dată de relația (7-75), iar pe $\frac{dn}{dt}$ cu valoarea

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dA}{dt}\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} - \frac{A}{T_m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} ,$$

separînd, apoi, variabilele dA și dt și integrînd se obține valoarea variabilei A

$$A = (\alpha n_0 - \Delta n_r)\varepsilon^{\frac{t}{T_m}} - \frac{\alpha n_0 T_{eg}}{T_{eg} - T_m}\varepsilon^{\frac{t}{T_m}} \cdot \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} + C ,$$

C fiind o constantă de integrare. Cu această valoare a lui A, relația (7-75) devine:

$$n = \alpha n_0 - \Delta n_r - \frac{\alpha n_0 T_{eg}}{T_{eg} - T_m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} + C \cdot \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \qquad (7\text{-}76)$$

Pentru determinarea constantei de integrare C, pe baza condițiilor inițiale, trebuie să ținem seama de următoarele. Dacă pornirea s-ar face cu un cuplu de sarcină $M_r = 0$, atunci accelerarea motorului ar începe chiar din momentul $t = 0$. Dacă însă pornirea se face sub un cuplu de sarcină $M_r \neq 0$, atunci accelerarea motorului va începe la un moment oarecare $t = t_e$, moment în care curentul i din circuitul principal al celor două mașini, deci din indusul motorului, ajunge la valoarea I_r pentru care cuplul desvoltat de motor este egal cu cuplul de sarcină M_r. În intervalul de la $t = 0$ la $t = t_e$, motorul rămîne nemișcat; de

aceea timpul t_e poartă numele de *întîrziere a pornirii*. Pentru determinarea timpului t_e, plecăm de la relația (7-66) și ținem seama că forța electromotoare e_a a generatorului, atita timp cît motorul este nemișcat, deci forța sa electromotoare e_m este nulă, este dată de relația

$$e_g = r_a i + L_a \frac{di}{dt}$$

sau, neglijînd inductanța L_a

$$e_g = r_a i .$$

Obținem astfel, pentru tot timpul de întîrziere a pornirii, relația:

$$r_a \cdot i = \alpha \cdot E_{gn} (1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}) . \qquad (7\text{-}77)$$

Din această relație, ținînd seama că, la timpul $t = t_e$, curentul $i = I_r$, deducem:

$$\varepsilon^{-\frac{t_e}{T_{eg}}} = \frac{\alpha E_{gn} - r_a I_r}{\alpha E_{gn}} = \frac{\frac{\alpha E_{gn}}{C_E} - \frac{r_a}{C_E} \frac{M_r}{C_M}}{\frac{\alpha E_{gn}}{C_E}} = \frac{\alpha n_o - \Delta n_r}{\alpha n_0} ,$$

sau, prin logaritmare:

$$t_e = T_{eg} \ln \frac{\alpha n_0}{\alpha n_0 - \Delta n_r} \qquad (7\text{-}78)$$

Ținînd seama că la timpul $t = t_e$, dat de relația din urmă, curentul $i = I_r = \frac{M_r}{C_M}$, relația (7-72):

$$i = \frac{G D_r^2}{375 C_M} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{M_r}{C_m}$$

ne spune că, la timpul t_e, derivata $\frac{dn}{dt} = 0$.

Derivînd atunci relația (7-76) și înlocuind în această derivată pe t cu t_e și, în consecință, pe $\frac{dn}{dt}$ cu zero, obținem:

$$\frac{dn}{dt} = 0 = -\frac{\alpha n_0}{T_{eg} - T_m} \varepsilon^{-\frac{t_e}{T_{eg}}} + \frac{C}{T_m} \varepsilon^{-\frac{t_e}{T_m}} .$$

Din ultima relație rezultă valoarea constantei de integrare C:

$$C = \frac{\alpha \cdot n_0 \cdot T_m}{T_{eg} - T_m} \varepsilon^{\frac{T_{eg} - T_m}{T_{eg} T_m} t_e} .$$

Cu notația

$$\varepsilon^{\frac{T_{eg}-T_m}{T_{eg}\,T_m}\,t_e} = \psi\,,$$

constanta de integrare C se mai poate pune sub forma:

$$C = \frac{\alpha \cdot n_0 \cdot T_m}{T_{eg} - T_m}\,\psi\,.$$

Cu această valoare a constantei de integrare, relația (7-76) devine:

$$n = \alpha n_0 - \Delta n_r - \frac{\alpha \cdot n_0 \cdot T_{eg}}{T_{eg} - T_m}\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} + \frac{\alpha \cdot n_0 \cdot T_m}{T_{eg} - T_m}\,\psi\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \qquad (7\text{-}79)$$

sau

$$n = \alpha n_0 - \Delta n_r - \frac{\alpha n_0}{T_{eg} - T_m}\left(T_{eg}\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - T_m\,\psi\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right) \qquad (7\text{-}79\,a)$$

În sfîrșit, înmulțind și împărțind cu $T_{eg} - T_m$ termenul $\alpha \cdot n_0$ din membrul al doilea al relației (7-79 *a*) și scoțînd în factor comun pe $\alpha \cdot n_0 : (T_{eg} - T_m)$, ultima relație se mai poate pune și sub forma următoare, întîlnită frecvent în practica acționărilor:

$$n = \frac{\alpha \cdot n_0}{T_{eg} - T_m}\left[T_{eg}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right) - T_m\left(1 - \psi\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right)\right] - \Delta n_r\,. \qquad (7\text{-}79\,b)$$

Să observăm că, pentru calculul expresiei lui ψ ($\psi = \varepsilon^{\frac{T_{eg}-T_m}{T_{eg}\,T_m}\,t_e}$), se folosește obișnuit expresia echivalentă

$$\psi = \left(\frac{\alpha\,n_0}{\alpha\,n_0 - \Delta\,n_r}\right)^{\frac{T_{eg}-T_m}{T_{eg}\,\cdot\,T_m}}. \qquad (7\text{-}80)$$

Această expresie a lui ψ este dedusă din precedenta prin logaritmare:

$$\ln \psi = \frac{T_{eg} - T_m}{T_{eg} \cdot T_m} \cdot t_e\,,$$

sau, înlocuind pe t_e cu valoarea sa din (7-78):

$$\ln \psi = \frac{T_{eg} - T_m}{T_{eg}\,T_m}\,T_{eg} \ln \frac{\alpha\,n_0}{\alpha\,n_0 - \Delta n_r} = \ln\left(\frac{\alpha\,n_0}{\alpha\,n_0 - \Delta n_r}\right)^{\frac{T_{eg}-T_m}{T_m}}.$$

Antilogaritmînd această din urmă relație, cădem peste expresia lui ψ dată de relația (7-80).

Pentru a obține expresia curentului i din circuitul principal al celor două mașini, derivăm relația (7-79 b) și rezultatul obținut,

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\alpha n_0}{T_{eg} - T_m}\left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - \psi\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right),$$

îl introducem în relația (7-72). Obținem astfel:

$$i = \frac{G D_r^2}{375\, C_M} \cdot \frac{\alpha n_0}{T_{eg} - T_m}\left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - \psi\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right) + I_r$$

Dar

$$\frac{G D_r^2 n_0}{375\, C_M} = \frac{G D_r^2 E_{gn}}{375\, C_M C_E} = \frac{G D_r^2 r_a}{375 \cdot C_M C_E} \cdot \frac{E_{gn}}{r_a} = T_m \frac{E_{gn}}{r_a},$$

sau, fiindcă atunci cînd motorul este în repaos $\frac{E_{gn}}{r_a}$ reprezintă curentul de scurtcircuit I_{sc} din circuitul principal al celor două mașini,

$$\frac{G D_r^2 n_0}{375\, C_M} = T_m \cdot I_{sc}$$

Deci curentul i poate fi pus și sub forma:

$$i = \frac{\alpha \cdot I_{sc} T_m}{T_{eg} - T_m}\left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - \psi\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right) + I_r. \qquad (7\text{-}81)$$

În cazul cînd pornirea motorului se face fără sarcină, adică atunci cînd curentul de sarcină $I_r = 0$ sau cuplul de sarcină $M_r = 0$, avem:

$$\Delta n_r = \frac{r_a}{C_E C_M} I_r = 0 \quad \text{și} \quad \psi = \left[\frac{n_0 \cdot \alpha}{n_0 \alpha - \Delta n_r}\right]^{\frac{T_{eg} - T_m}{T_{eg}\, T_m}} = 1$$

În acest caz, relațiile (7-79 b) și (7-81), care dau variația în funcție de timp a vitezei de rotație n și a curentului i din circuitul principal al celor două mașini, devin:

$$n_r = \frac{\alpha n_0}{T_{eg} - T_m}\left[T_{eg}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right) - T_m\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right)\right] \qquad (7\text{-}82)$$

și

$$i = \frac{\alpha I_{sc} T_m}{T_{eg} - T_m}\left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right). \qquad (7\text{-}83)$$

Din relațiile de mai sus, fie că este vorba de pornirea sub sarcină, fie că este vorba de pornirea fără sarcină a motorului din grupul generator-motor, rezultă că procesul tranzitoriu al pornirii depinde de cons-

tanta electromagnetică de timp a înfășurării de excitație a generatorului, cît și de constanta electromecanică de timp a acționării. Aceste constante variază în limite destul de mari în funcție de puterea acționării electrice. Astfel, pentru acționări de numai cîțiva kW, $T_m = 0{,}1 \div 0{,}5$ s și $T_{eg} = 0{,}1 \div 0{,}3$ s, iar pentru acționările de putere mare, cum sînt acelea ale laminoarelor reversibile, $T_m = 0{,}03 \div 0{,}05$ și $T_{eg} = 2 \div 4$ s.

Din cifrele date, rezultă că, în cazul acționărilor de putere mare, se poate neglija influența regimului tranzitoriu de natură mecanică față de aceea a regimului tranzitoriu de natură electromagnetică. Neglijînd-o, relațiile (7-79) și (7-82) devin:

$$n = \alpha n_0 \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right) - \Delta n_r \qquad (7\text{-}79\,c)$$

și

$$n = \alpha n_0 \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}\right). \qquad (7\text{-}82\,a)$$

Din aceste două relații se poate determina durata t_e a procesului tranzitoriu de pornire, ținînd seama că, la timpul $t = t_e$, viteza de rotație n din relația (7-79 c) este egală cu viteza n_r corespunzătoare cuplului de sarcină M_r, iar viteza n din relația (7-82 a) este egală cu n_0, viteza corespunzătoare mersului în gol ideal.

Pentru a afla valoarea maximă a curentului din circuitul indusului, valoare de care avem nevoie atît pentru trasarea curbei de variație a acestui curent în funcție de timp, cît și pentru a ne da seama dacă este compatibil cu desfășurarea în bune condiții a procesului de comutație, egalăm cu zero derivata acestui curent, dat de relația (7-81)

$$\frac{di}{dt} = \frac{\alpha I_{sc} T_m}{T_{eg} - T_m}\left(-\frac{1}{T_{eg}}\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} + \frac{\psi}{T_m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right) = 0$$

De aici rezultă că timpul t_m după care curentul i devine maximum este dat de relația:

$$\frac{1}{T_{eg}}\varepsilon^{-\frac{t_m}{T_{eg}}} = \frac{\psi}{T_m}\varepsilon^{-\frac{t_m}{T_m}},$$

sau:

$$\varepsilon^{\frac{T_{eg} - T_m}{T_{eg} T_m} t_m} = \frac{\psi \cdot T_{eg}}{T_m},$$

de unde, prin logaritmare, rezultă:

$$t_m = \frac{T_{eg} \cdot T_m}{T_{eg} - T_m} \ln \frac{\psi T_{eg}}{T_m}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Introducînd această valoare a timpului în relația (7-81) aflăm, trecînd peste transformările intermediare, valoarea maximă $I_{m.p}$ a curentului în timpul pornirii:

$$I_{m.p} = \frac{\alpha \cdot I_{sc}\,(\alpha n_0 - \Delta n_r)}{\alpha n_0} \cdot \left(\frac{T_m}{T_{eg}}\right)^{\frac{T_{eg}}{T_{eg}-T_m}} + I_r . \qquad (7\text{-}84)$$

În cazul cînd pornirea se face fără sarcină, cînd $I_r = 0$ și $\Delta n_r = 0$, relația de mai sus ne dă:

$$I_{n.p} = \alpha\, I_{sc} \left(\frac{T_m}{T_{eg}}\right)^{\frac{T_{eg}}{T_{eg}-T_m}} . \qquad (7\text{-}85)$$

7-8. Frînarea motorului din schema generator-motor

Pentru frînarea motorului M din schema generator-motor M, dată în fig. 7-23, se deconectează de la rețea circuitul de excitație al generatorului G, deschizînd întrerupătorul k, și se leagă la bornele înfășurării de excitație a acestui generator o rezistență de descărcare r_d. Variația curentului de excitație i_{eg} a generatorului este dată de ecuația diferențială:

$$L_{eg} \frac{\mathrm{d}\, i_{eg}}{\mathrm{d}\, t} + (r_{eg} + r_d)\, i_{eg} = 0 ,$$

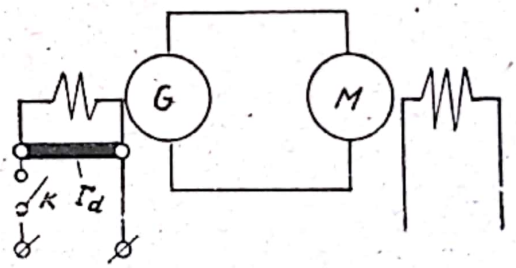


Fig. 7-23. Schema de frînare a grupului generator-motor

în care r_{eg} și L_{eg} sînt rezistența și reactanța înfășurării de excitație. Prin integrarea ecuației acesteia diferențiale, admițînd că, în momentul cînd începe frînarea, viteza de rotație a motorului este cea nominală, deci că f.e.m. a generatorului este forța sa electromotoare nominală E_{gn} și, în consecință, că valoarea curentului de excitație este valoarea nominală I_{eg}, se obține:

$$i_{eg} = I_{eg}\, \varepsilon^{-\frac{r_{eg}+r_d}{L_{eg}} t} ,$$

sau, dacă notăm cu T_{egf} constanta electromagnetică de timp a circuitului de excitație în timpul frînării:

$$T_{egf} = \frac{L_{eg}}{r_{eg} + r_d}$$

și

$$i_{eg} = I_{eg}\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}}. \tag{7-86}$$

Admițînd apoi, așa cum am făcut și în cazul procesului tranzitoriu de la pornire, că circuitul magnetic al generatorului nu este saturat, deci că variația f.e.m. e_g a generatorului este proporțională cu variația curentului său de excitație, obținem:

$$e_g = E_{gn}\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}} \tag{7-87}$$

Pentru a afla relația analitică care dă viteza de rotație a motorului în funcție de timp, plecăm de la relațiile:

$$e_g = E_{gn}\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}} = C_E \cdot n + r_a\, i \tag{7-88}$$

și

$$-i = \frac{G D_r^2}{375\, C_M} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{M_r}{C_M}, \tag{7-89}$$

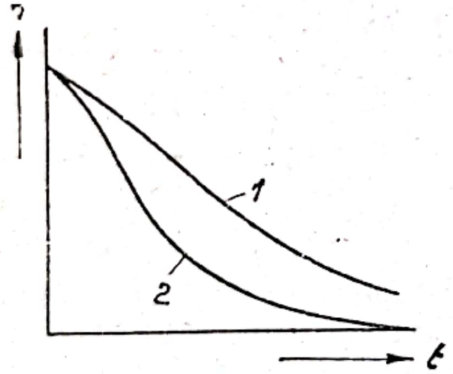


Fig. 7-24. Curbele $n = \psi_1(t)$ la frînarea grupului G-M

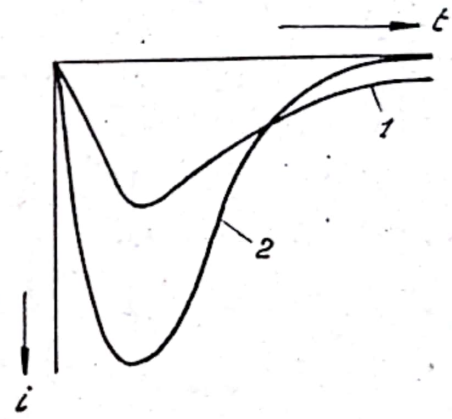


Fig. 7-25. Curbele $i = \psi_2(t)$ la frînarea grupului G-M

pe care rezolvîndu-le, așa cum am făcut-o și în paragraful precedent, obținem:

$$n = \frac{n_0}{T_{egf} - T_m}\left(T_{egf}\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}} - T_m\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right) - \Delta n_r \tag{7-90}$$

și

$$i = I_{sc}\,\frac{T_m}{T_{egf} - T_m}\left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}}\right) + I_r. \tag{7-91}$$

În cazul cînd cuplul de sarcină în timpul frînării este nul, relațiile (7-90) și (7-91) devin:

$$n = \frac{n_0}{T_{egf} - T_m} \left(T_{egf}\, \varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}} - T_m\, \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}\right) \qquad (7\text{-}90\ a)$$

și

$$i = I_{sc} \frac{T_m}{T_{egf} - T_m} \left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{egf}}}\right). \qquad (7\text{-}91\ a)$$

În figurile 7-24 și 7-25 sînt date curbele de variație în funcție de timp a vitezei de rotație n și a curentului i pentru două valori ale constantei electromagnetice de timp T_{egf}, cu alte cuvinte, pentru două valori ale rezistenței de descărcare r_d. În amîndouă figurile, curbele 1 corespund rezistenței de descărcare r_d.

7-9. Inversarea sensului de mers al motorului din grupul generator-motor

Pentru a inversa sensul de rotație al motorului din grupul generator-motor, se schimbă brusc polaritatea inductorului generatorului. Această schimbare bruscă a polarității inductorului provoacă, la început, scăderea curentului de excitație i_{eg} de la valoarea I_{eg} la valoarea zero și, apoi, creșterea în sens invers a acestui curent pînă la valoarea I_{eg}.

Frînarea se realizează cu ajutorul unei rezistențe de descărcare r_d ca în schema din fig. 7-23, iar pornirea în sens invers se face forțînd excitația după una din schemele 7-15, 7-17 sau 7-19.

Variația curentului de excitație i_{eg} este dată de relația:

$$L_{eg} \frac{\mathrm{d}\, i_{eg}}{\mathrm{d}t} + r_{eg} \cdot i_{eg} = -U'_e,$$

U'_e fiind tensiunea inițială aplicată înfășurării de excitație, tensiune mai mare decît U_e. Separînd variabilele din ecuația de mai sus și integrînd, obținem relația:

$$\ln \frac{U'_e + r_{eg}\, i_{eg}}{C} = -\frac{r_{eg}}{L_{eg}}\, t$$

sau

$$i_{eg} = \frac{1}{r_{eg}} \left(-U'_e + C\, \varepsilon^{-\frac{r_{eg}}{L_{eg}} t}\right), \qquad (7\text{-}92)$$

în care C este constanta de integrare, iar $L_{eg} : r_{eg} = T_{eg}$ este constanta electromagnetică de timp a circuitului de excitație al generatorului.

Pentru determinarea constantei de integrare se ține seama că, în momentul $t = 0$, curentul i_{eg} are valoarea I_{eg}:

$$r_{eg} \cdot I_{eg} = -U'_e + C,$$

de unde

$$C = r_{eg} I_{eg} + U'_e = U_e + U'_e$$

Cu această valoare a constantei de integrare, relația (7-92) devine:

$$i_{eg} = -\frac{U'_e}{r_{eg}} + \frac{U_e + U'_e}{r_{eg}} \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}$$

sau, ținînd seama că raportul $U'_e : U_e$ este tocmai coeficientul de forțare a excitației:

$$i_{eg} = -\frac{U'_{eg}}{r_{eg}} \cdot \frac{U_e}{U_e} + \frac{U_e}{U_e} \cdot \frac{U_e + U'_e}{r_{eg}} \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} = -\alpha I_{eg} + I_{eg}(\alpha + 1) \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}},$$

sau încă:

$$i_{eg} = -\alpha I_{eg} \left[1 - \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right) \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} \right] \qquad (7\text{-}93)$$

Presupunînd, așa cum am făcut și în cazul frînării sau al pornirii, că circuitului magnetic al generatorului este nesaturat, forța electromotoare e_g a generatorului variind odată cu curentul de excitație i_{eg}, avem:

$$e_g = -\alpha E_{gn} \left[1 - \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right) \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} \right]. \qquad (7\text{-}94)$$

Expresia analitică a vitezei n a motorului funcționînd în regim de inversare a sensului de rotație se află rezolvînd sistemul format de ecuația de echilibru electric al circuitului principal al celor două mașini, exact la fel ca și în cazul pornirii sau frînării motorului. Se obține astfel relația:

$$n = -(\alpha n_0 + \Delta n_r) + \frac{(1 + \alpha) n_0}{T_{eg} - T_m} (T_{eg} \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - T_m \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}). \qquad (7\text{-}95)$$

În cazul cînd inversarea sensului de rotație al motorului se face în gol, fără sarcină, $\Delta n_r = 0$ și relația (7-95) devine:

$$n = -\alpha n_0 + \frac{(1 + \alpha) n_0}{T_{eg} - T_m} (T_{eg} \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} - T_m \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}}). \qquad (7\text{-}96)$$

Dacă este vorba de o acționare de putere mai mare, la care constanta electromecanică de timp T_m se poate neglija față de constanta electromagnetică de timp T_{eg} a circuitului de excitație al generatorului, relația (7-96) se reduce la:

$$n = -\alpha n_0 + \frac{(1 + \alpha) n_0}{T_{eg}} T_{eg} \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Făcînd în relația astfel obținută pe $n = -n_0$, obținem durata t_{inv} a procesului tranzitoriu de inversare a sensului de rotație, în cazul cînd inversarea se face în gol:

$$t_{inv} = T_{eg} \ln \frac{1+\alpha}{\alpha - 1}. \tag{7-97}$$

Ultima relație ne spune că durata procesului tranzitoriu de inversare a sensului de rotație al motorului depinde, pe de o parte, de constanta electromagnetică de timp T_{eg}, iar pe de altă parte, de coeficientul α de forțare a excitației.

Dacă derivata în raport cu timpul a relației (7-95),

$$\frac{dn}{dt} = \frac{(1+\alpha) n_0}{T_{eg} - T_m} \left(-\varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} + \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \right),$$

se înlocuiește în ecuația de mișcare:

$$i = \frac{GD_r^2}{375\, C_M} \cdot \frac{dn}{dt} + I_r,$$

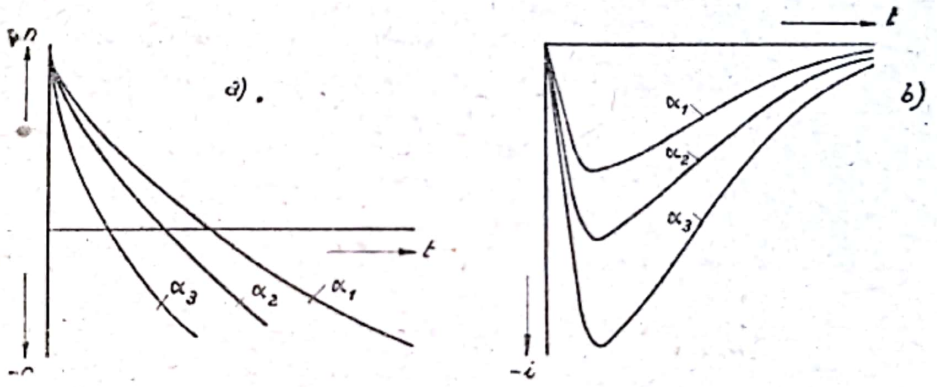


Fig. 7-26. *a*) Curbele $n = \psi_1(t)$; *b*) curbele $i = \psi_2(t)$ în cazul schimbării sensului de rotație

se obține, în urma unor transformări simple, relația:

$$i = \frac{(1+\alpha) I_{sc} T_m}{T_{eg} - T_m} \left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} \right) + I_r, \tag{7-98}$$

care ne dă variația în timp a curentului i din circuitul principal al celor două mașini din grupul generator-motor.

In cazul cînd, în procesul de schimbare a sensului de rotație, pornirea se face în gol, relația (7-98) devine:

$$i = \frac{(1+\alpha) I_{sc} T_m}{T_{eg} - T_m} \left(\varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{eg}}} \right). \tag{7-99}$$

In fig 7-26 *a* și *b*, sînt date curbele $n = \psi_1(t)$ și $i = \psi_2(t)$ care dau variația în timp a vitezei de rotație n a motorului și a curentului i din indusul acestuia.

Valorile α_1, α_2 și α_3, ale coeficientului de forțare a excitației generatorului, din fig. 7-26, sînt valori crescătoare.

7-10. Considerații generale asupra diagramelor de sarcină

Diagramele de sarcină ale acționărilor electrice sînt diagramele care dau variația în timp a cuplului M dezvoltat de motorul de acționare, a curentului I absorbit de motor de la rețea și a puterii P a acestui motor, pe toată durata de funcționare a acționării sau, în cazul cînd mărimile de mai sus se repetă identic la intervale de timp egale, în cazul unei funcționări ciclice, cum se mai spune, a acționării pe durata unui singur ciclu.

Se înțelege că, pentru a putea construi aceste diagrame, este necesar să se cunoască legile de variație ale cuplului rezistent M_r, redus la arborele motorului de acționare al mecanismelor executoare, pe de o parte, și legile după care se desfășoară procesele tranzitorii din cursul funcționării unei acționări, pe de altă parte.

În paragrafele precedente ale acestui capitol s-au arătat, pe scurt, metodele de determinare a variației vitezei de rotație n, curentului I și cuplului M în decursul proceselor tranzitorii de pornire, de frînare, de reglare a vitezei și de inversare a sensului de rotație; cu alte cuvinte, s-au arătat legile de desfășurare ale proceselor tranzitorii care pot surveni în cursul funcționării unei acționări.

În ceea ce privește legile de variație ale cuplului rezistent M_r al mecanismelor executoare, aceste mecanisme se împart în trei mari categorii.

Din prima categorie fac parte mecanismele executoare, mașini sau instalații de lucru, al căror cuplu rezistent M_r este constant sau depinde numai de viteza n a acționării electrice. În paragraful (2-10), s-a dat formula empirică (2-30):

$$M_r = M_0 + (M_{rn} - M_0)\left(\frac{n}{n_n}\right)^{\alpha},$$

care exprimă legea de variație a cuplului rezistent M_r în funcție de viteza de rotație n. În această formulă, exponentul α are, obișnuit, valori cuprinse între 0 și 2. Se înțelege, însă, că există și mecanisme la care exponentul α poate fi mai mare decît 2.

Mecanismele din această primă categorie se împart, la rîndul lor, în două grupe.

Din prima grupă fac parte mecanismele pentru care exponentul α din relația (2-30), care exprimă variația cuplului M_r în funcție de viteza de rotație n, este egal cu zero, cu alte cuvinte, mecanismele pentru care $M_r = M_{rn} = \text{const}$. Determinarea cuplului rezistent M_r, pentru fiecare tip de mecanism care intră în această grupă, se face cu ajutorul formulelor date în manualele care se ocupă cu studiul acestor mecanisme. Astfel, pentru o bandă rulantă de transport, cuplul rezistent M_r se determină din greutatea constantă a încărcăturii pe metrul liniar și din coeficientul de frecare constant dintre banda rulantă și dispozitivul de acționare a acestei benzi. Pentru o instalație de ridicat, pentru o macara, cuplul rezistent M_r se determină din greutatea ce trebuiește ridicată și din raza tobei de înfășurare a cablului.

Din a doua grupă a primei categorii fac parte mecanismele pentru care exponentul $\alpha > 0$. Atunci cînd cuplul rezistent al mecanismelor din

această grupă nu poate fi exprimat printr-o expresie analitică simplă în funcție de viteza de rotație n a acționării, cuplul rezistent M_r se determină pe cale grafică.

Din categoria a doua fac parte mecanismele execütoare cu bielă-manivelă a căror cuplu rezistent depinde de unghiul pe care-l face manivela, la un moment dat, față de o poziție fixă luată drept origine, sau de deplasarea liniară a capului de cruce față de un punct fix. Pentru aceste mecanisme executoare, determinarea relației dintre cuplul lor rezistent M_r și unghiul de deplasare a manivelei sau distanța pînă la capul de cruce se face, întotdeauna, pe cale grafică.

Tabela 7-11

Clasificarea mecanismelor executoare

Categoria a I-a	Categoria a II-a	Categoria a III-a
Grupa întîia	Pompe cu piston	Fierăstraie pentru tăiat lemn
Ascensoare	Compresoare cu piston	Polizoare
Ascensoare de mină cu cablu de echilibrare	Ciocane pentru forjat	Excavatoare
Poduri rulante	Foarfeci pentru tăiat metale	Haveuze
Benzi de transport	Orice mecanism cu manivelă	Mori cu bile
Laminoare	Culbutoare	Valțuri
Raboteze	Ascensoare de mină fără cablu de echilibrare	Mori de amestecat
Mașini de fabricare a hîrtiei		Defibratoare
Grupa a doua		
Compresoare centrifugale		
Ventilatoare		
Exhaustoare pentru aspirația fumului sau prafului		
Centrifuge		

În sfîrșit, din a treia categorie fac parte mecanismele al căror cuplu rezistent depinde de diferiți factori accidentali, în primul rînd de proprietățile materialelor de prelucrat, proprietăți variabile din cauza neomogeneității acestor materiale. Astfel este cazul fierăstraelor pentru tăiatul lemnelor, al concasoarelor, al excavatoarelor, al haveuzelor etc., al căror cuplu rezistent, depinzînd de proprietățile materialelor pe care le prelucrează, variază destul de mult după structura neomogenă a acestor materiale. Cuplul rezistent al mecanismelor din această categorie nu se poate exprima nici analitic și nici grafic. Pentru aceste mecanisme ne mulțumim să determinăm pe cale experimentală valoarea cuplului lor rezistent.

În tabela (7-11), sînt grupate pe categorii și grupe cîteva dintre mecanismele pe care le întîlnim în diferite ramuri industriale.

Scanned with OKEN Scanner

7-11. Diagramele de sarcină ale acționărilor mecanismelor din categoria și grupa întîia

Pentru a arăta felul în care se determină, se construiesc, diagramele de sarcină ale acționărilor mecanismelor din categoria I-a și grupa I-a a mecanismelor executoare, vom considera un mecanism tipic din această categorie și grupă de mecanisme, anume ascensorul de mină cu roată de frictiune și cablu de echilibrare. Schema cinematică a unui astfel de ascensor este dată în fig. 7-27. În această figură, 1 și 2 sînt coliviile

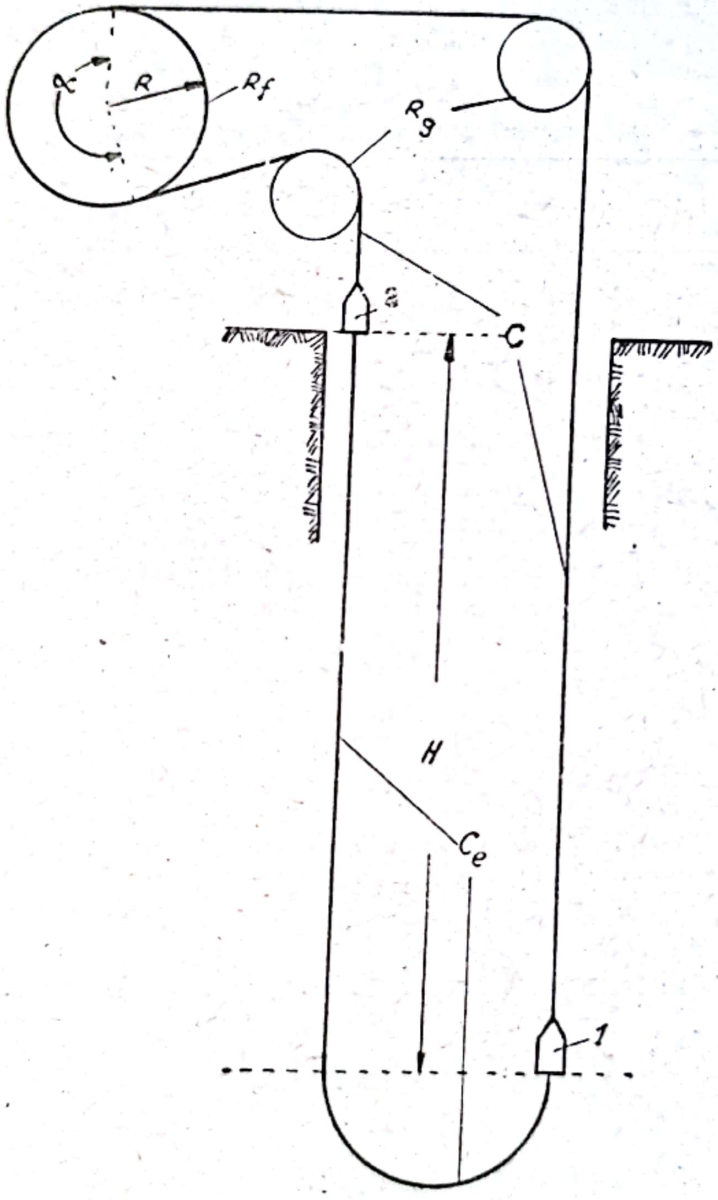


Fig. 7-27. Schema cinematică a ascensorului de mină cu cablu de echilibrare

cu ajutorul cărora se ridică sau se coboară oameni sau materiale, R_f este roata de frictiune, de raza R, în jurul căreia este trecut cablul, iar R_g sînt roțile de ghidare ale cablului. Unghiul de înfășurare α a cablului C pe roata de frictiune R_f, pentru ca acest cablu să nu alunece pe roata

de fricțiune care-l pune în mișcare, este obișnuit cuprins între (200-270)°, iar pentru egalizarea greutății celor două porțiuni ale cablului de tracțiune C care leagă partea de sus a celor două colivii, porțiunea din stînga și cea din dreapta, coliviile sînt legate în partea de jos printr-un cablu de egalizare C_e.

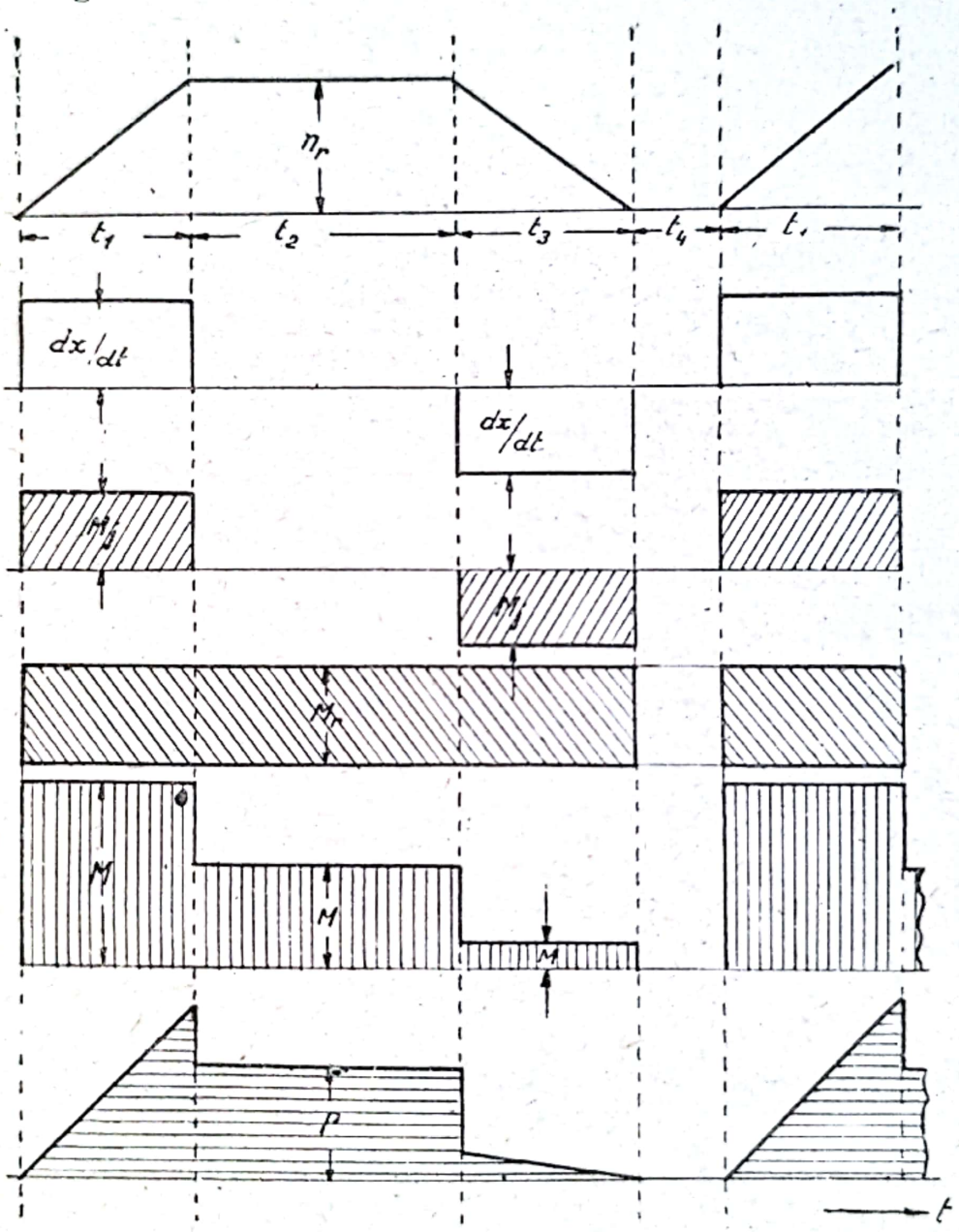


Fig. 7-28. Diagramele de sarcină ale ascensorului de mină cu cablu de echilibrare

Determinarea diagramelor de sarcină ale acestui ascensor de mină este destul de simplă, dacă facem anumite ipoteze simplificatoare și anume, dacă admitem că, la pornirea și frînarea ascensorului, variația în timp a vitezei de rotație n se face nu după niște curbe exponențiale, ci după niște linii drepte. Aceste ipoteze simplificatoare, care echivalează

cu presupunerea că accelerarea la pornirea ascensorului și retardarea la frînarea sa sînt constante în timpul acestor procese tranzitorii și care ne îndepărtează puțin de realitatea lucrurilor, nu introduc erori inacceptabile din punct de vedere practic în determinarea diagramelor de sarcină.

Pe baza productivității minei și în limita vitezelor liniare admise ale coliviilor, se trasează, ținînd seama de ipotezele simplificatoare făcute, tacograma vitezelor, cu alte cuvinte, diagrama $n = \psi_1(t)$ de variație în timp a acestor viteze. După cum se vede din fig. 7-28, viteza n este reprezentată printr-o linie frîntă. Ea variază liniar, la pornirea acționării, de la zero pînă la viteza de regim; rămîne, apoi, constant egală cu viteza de regim; se micșorează liniar pînă la zero, la oprirea acționării, și rămîne zero un interval de timp, după care variația vitezei se repetă identic. Cu alte cuvinte, viteza de rotație n variază ciclic. Durata totală a unui ciclu este alcătuită din: durata t_1 de accelerare a acționării, durata t_2 de funcționare a acționării cu viteza de regim n_r constantă, durata t_3 de retardare, de încetinire a acționării, și durata t_4 a pauzei dintre două urcări consecutive ale coliviilor 1 și 2.

Diagramei vitezelor îi corespunde diagrama accelerațiilor. În intervalul de timp t_1 accelerația $\frac{dn}{dt}$ rămîne constantă și anume este egală cu coeficientul unghiular, pozitiv, al dreptei care reprezintă variația vitezei unghiulare în acest interval de timp. În intervalul de timp t_2, în care viteza de rotație n rămîne constantă, accelerația $\frac{dn}{dt}$ este nulă. În intervalul de timp t_3, în care viteza se micșorează, accelerația $\frac{dn}{dt}$ egală cu coeficientul unghiular, negativ, al dreptei care reprezintă variația vitezei n în acest interval de timp, este negativă. În sfîrșit, pe toată durata t_4 a pauzei, accelerația este din nou egală cu zero.

În intervalele de timp în care accelerația este diferită de zero, părțile mobile ale acționării dau naștere unui cuplu dinamic

$$M_j = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}$$

Cuplul dinamic M_j este constant în valoare absolută, deoarece toți factorii de care depinde acest cuplu sînt constanți. Cum, însă, accelerația $\frac{dn}{dt}$ este pozitivă în intervalul de timp t_1 și negativă în intervalul de timp t_3 cuplul dinamic M_j va fi și el pozitiv în primul interval de timp și negativ în cel de al treilea, în intervalul t_3. Pentru a putea determina cuplul dinamic M_j din cele două intervale de timp, accelerația $\frac{dn}{dt}$ fiind cunoscută, trebuie să calculăm momentul de volant GD_r^2 al acționării, redus la arborele motorului de acționare. În calculul acestui moment trebuie să ținem seama de momentul de volant al motorului, al roții de fricțiune R_f, al roților de ghidaj R_g al cablului și al părților acționării care sînt animate de o mișcare de translație (cablul

și coliviile cu încărcătura lor). Calculul momentului de volant redus la arborele motorului de acționare se face așa cum s-a arătat în paragraful (2-5) și (2-6).

Să observăm că, în diagramele din fig. 7-28, s-a presupus că durata t_1 de accelerare este egală cu durata t_3 de retardare, de încetinire a acționării. În consecință accelerațiile din aceste intervale sînt egale în valoare absolută și, deci, valorile absolute ale momentelor dinamice M_j din aceste intervale de timp sînt și ele egale.

Cuplul rezistent M_r se calculează cu ajutorul formulei:

$$M_r = G \cdot R \text{ kgm}, \qquad (7\text{-}100)$$

în care R este, așa după cum s-a spus mai sus, raza roții de frictiune R_f măsurată în metri, iar G o greutate convențională care ține seama nu numai de încărcătura utilă G_u a coliviilor, ci și de randamentul η al ascensorului:

$$G = \frac{G_u}{\eta}.$$

Obișnuit, $G = 1{,}2\ G_u$.

Trebuie să observăm că în greutatea convențională G nu intră greutatea celor două colivii, aceste greutăți echilibrîndu-se reciproc; nu intră greutatea cablului, datorită prezenței cablului de echilibrare; nu intră, în sfîrșit, nici greutatea vagonetelor din cele două colivii, deoarece greutatea vagonetelor care coboară goale echilibrează greutatea vagonetelor care urcă pline.

Cuplul M dezvoltat de motor, fiind egal cu suma $M_j + M_r$ a cuplului dinamic și a cuplului de sarcină, a cuplului rezistent M_r redus la arborele motorului, se află prin însumarea, pe diagrama din fig. 7-28 a celor două cupluri M_j și M_r ale căror diagrame sînt deja trasate. Diagrama $M = \psi_3(t)$, astfel construită, este diagrama de sarcină a ascensorului de mină cu roată de frictiune și cablu de echilibrare. În fig. 7-28 acest cuplu este pozitiv pe toată durata ciclului, dar s-ar putea, în cazul cînd valoarea absolută a accelerației (negative) din intervalul de încetinire a acționării este mai mare decît valoarea absolută a accelerației (pozitive) din intervalul de accelerare a acestei acționări, ca acest cuplu să aibă și valori negative pe unele porțiuni ale ciclului.

Cunoscînd curbele de variație în timp a vitezei de rotație n a acționării și a cuplului M dezvoltat de motor, se poate trasa ușor, ținînd seama de relația

$$P = 9{,}81 \frac{2\pi n}{60} M \text{ wați},$$

sau

$$P = \frac{Mn}{975} \text{ kW},$$

în care M este socotit în kgm, iar n în $\frac{\text{rot}}{\text{min}}$, curba care dă variația în funcție de timp a puterii P dezvoltate de motor.

Diagrama $P(t)$, astfel obținută, se ia ca bază pentru calculul puterii motorului de acționare.

În fig. 7-29 este dată tacograma acționării unei mașini de ridicat cu schipuri, în care vitezele sînt socotite în metri pe secundă, așa cum

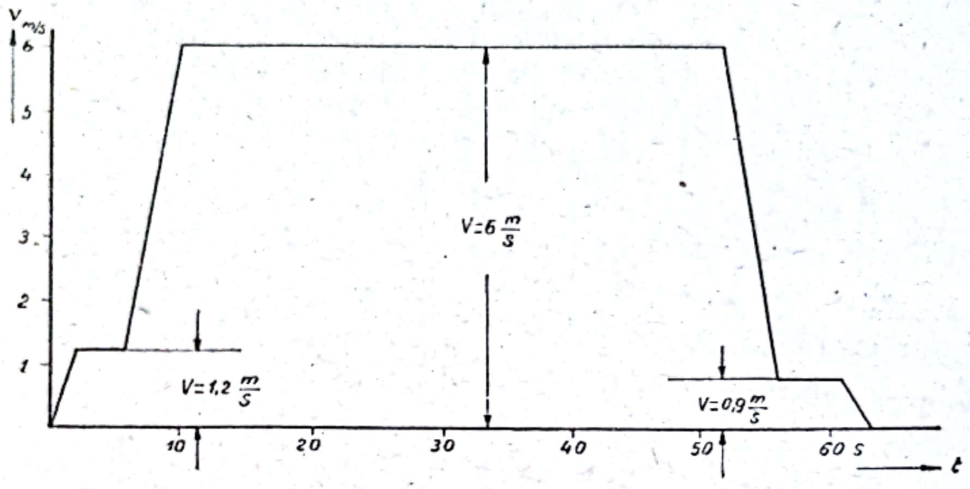


Fig. 7-29. Tacograma unei mașini de ridicat cu schipuri

de multe ori le întîlnim în astfel de tacograme. Accelerația și încetinirea acționării se face, fiecare, în cîte două etape, vitezele constante dintre aceste etape reprezentînd: prima, viteza schipului pe curbele de încărcare, viteză egală cu 1,2 m : s; a doua, viteza schipului pe curbele de descărcare, viteză egală cu 0,9 m : s. Durata totală a timpului de accelerare ($2 + 4 = 6$ secunde) fiind mai mare decît durata totală a timpului de încetinire a acționării ($2{,}13 + 0{,}9 = 3{,}03$ secunde), accelerația medie la pornire este, în valoare absolută, mai mică decît valoarea absolută a accelerației medii din timpul încetinirii. În consecință valoarea medie a cuplului dinamic M_j la pornirea acționării este mai mică decît valoarea medie a cuplului dinamic la încetinirea acestei acționări. Ca urmare, dacă admitem că valoarea cuplului rezistent este constantă, cuplul dezvoltat de motor va fi, în ultima parte a perioadei de încetinire, negativ, va fi un cuplu de frînare.

7-12. Diagramele de sarcină ale acționărilor mecanismelor din categoria II-a

Ca și în cazul diagramelor de sarcină ale acționărilor mecanismelor executoare din categoria I-a și grupa I-a a mecanismelor, vom considera, pentru a arăta felul în care se construiesc diagramele de sarcină ale acționării mecanismelor din a doua categorie, un mecanism tipic al acestei din urmă categorii, anume foarfecele de tăiat metale, a cărui schemă cinematică simplificată este reprezentată în fig. 7-30.

După cum se vede ușor din această schemă, în timpul unei rotiri complete a manivelei OA, cuțitul C al foarfecelui de tăiat metale este scoborît odată în jos și urcat odată în sus, prin intermediul bielei AB. Cuțitul taie metalul numai în timpul scoborîrii sale; în timpul ridicării cuțitului, metalul este împins înainte, pentru a fi tăiat, împingerea făcîndu-se fie manual, fie prin intermediul unui dispozitiv mecanic.

Dacă se neglijează timpul inițial, foarte scurt, de pătrundere a cuțitului în metal, experiența arată că forța Q aplicată cuțitului, forță dirijată după direcția AB a manivelei, rămîne constantă în toată perioada de tăiere și anume este egală cu produsul dintre secțiunea F a metalului și rezistența la tăiere σ:

$$Q = F \cdot \sigma \cdot \qquad (7\text{-}101)$$

Forța tangențială Q_t aplicată butonului de manivelă A este legată de forța Q prin relația:

$$Q_t = Q \cos \alpha' \cong Q \sin \alpha \ , \qquad (7\text{-}102)$$

unghiurile α și α' avînd semnificațiile din fig. 7-30. Eroarea comisă prin înlocuirea unghiului α' cu unghiul α, înlocuire care presupune că raza $OA = R$ a manivelei este neglijabilă față de lungimea AB a bielei, intră în limita erorilor admise în practică.

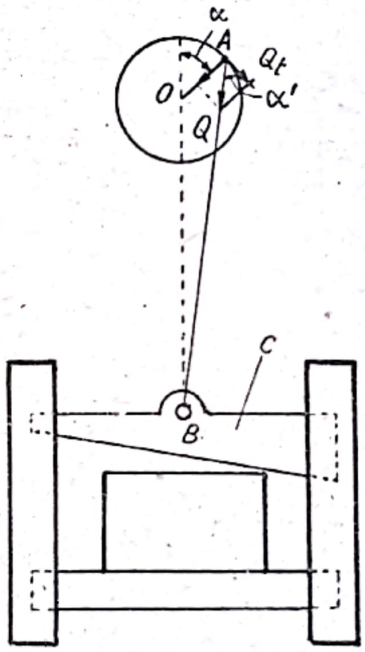


Fig. 7-30. Schema cinematică a unui foarfece de tăiat metale

Odată cunoscută forța tangențială Q_t, cuplul rezistent util la arborele manivelei, admițînd că grosimea materialului de tăiat este grosimea maximă $2R$ pe care o poate tăia foarfecele, este dat de relația:

$$M_r' = Q_t \cdot R = Q \cdot R \cdot \sin \alpha \cdot \qquad (7\text{-}103)$$

In fig. 7-31 cuplul acesta rezistent este reprezentat prin sinusoida a b c, sinusoidă a cărei valoare maximă este dată de produsul dintre Q și R. La acest cuplu, datorit lucrului mecanic util produs de foarfecă, s-a mai adăugat în fig. 7-31 și cuplul constant M_0 la mersul în gol al mecanismului. La ridicarea cuțitului C, mecanismul mergînd în gol, cuplul rezistent se reduce la cuplul M_0 de mers în gol.

Așa dar în perioada activă de lucru a foarfecelui pentru tăiat metale, cuplul rezistent total M_r al acționării, cuplu redus la arborele motorului, este dat de relația:

$$M_r = M_r' + M_0 = Q \cdot R \sin \alpha + M_0 \,, \tag{7-104}$$

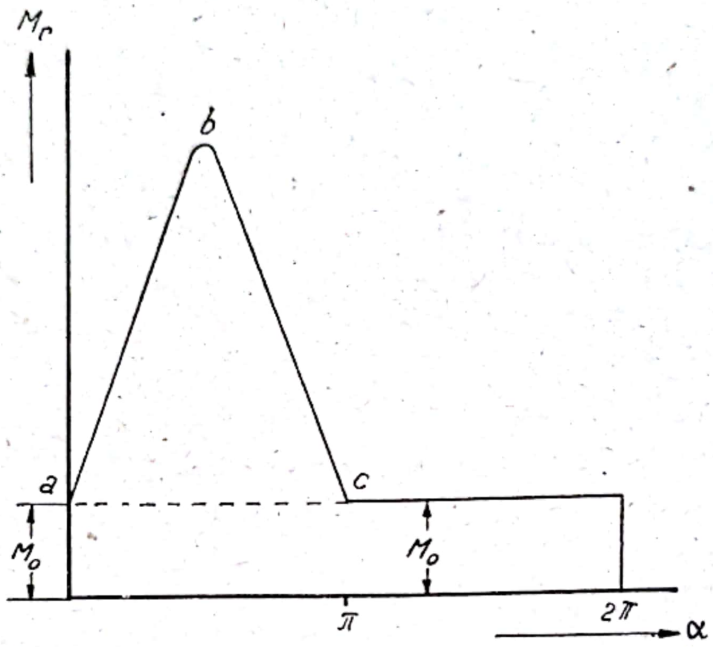


Fig. 7-31. Diagrama M_r (α) a cuplului de sarcină a unui foarfece de tăiat metale

iar, în perioada de mers în gol, acest cuplu se reduce la

$$M_r = M_0 \,. \tag{7-105}$$

Să admitem acum că motorul de acționare al foarfecelui de tăiat metale este un motor de curent continuu cu excitația derivație și că motorul lucrează pe caracteristica sa naturală

$$n = n_0 - \frac{r_a}{C_E C_M} M = n_0 - \frac{M}{A} \,,$$

A fiind raportul constant dintre $C_E C_M$ și r_a. Din ecuația acestei caracteristici naturale deducem relația

$$M = A\,(n_0 - n) \,, \tag{7-106}$$

care ne dă variația cuplului M dezvoltat de motor în funcție de viteza sa de rotație n, socotită în $\frac{\text{rot}}{\text{min}}$. Viteza n este, însă, proporțională cu viteza de rotație n_α a butonului de manivelă:

$$n = k' n_\alpha \,,$$

în care k', raportul dintre n și n_α, este raportul de transmisie de la buton la manivelă. Ținînd seama că

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{2\pi n_\alpha}{60},$$

relația de mai sus dintre n și n_α se poate scrie

$$n = k' \frac{60}{2\pi} \frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (7\text{-}107)$$

în care $k = 60\ k' : 2\pi$. Din această din urmă relație, rezultă că:

$$\alpha = \frac{1}{k} \int n\, dt. \qquad (7\text{-}108)$$

Introducînd această valoare a unghiului α în relația (7-104), obținem:

$$M_r = Q \cdot R \sin\left(\frac{1}{k} \int n\, dt\right) + M_0 \qquad (7\text{-}109)$$

Dacă ținem seama de această expresie a cuplului rezistent total M_r, ecuația de mișcare a acționării noastre, în perioada activă de lucru a foarfecelui pentru tăiatul metalelor, devine:

$$M = \frac{G D_r^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} + Q \cdot R \sin\left(\frac{1}{k} \int n dt\right) + M_0. \qquad (7\text{-}110)$$

Rezolvarea pe cale analitică a acestei ecuații este însă grea, dacă nu chiar imposibilă. De aceea, întotdeauna această rezolvare se face pe cale grafică.

Pentru aceasta se trasează în partea dreaptă a fig. 7-32 diagrama $M_r(\alpha)$ a cuplului rezistent, aceea din fig. 7-31, orientată însă cu axa unghiurilor α în sus și cu axa cuplurilor orizontal. În partea stîngă a figurii se trasează caracteristica naturală a motorului, caracteristică care dă legătura dintre cuplul M dezvoltat de motor și viteza sa de rotație n, axa vitezelor de rotație fiind dirijată în sus, iar acea a cuplurilor, orizontal. La mijloc, între diagrama $M_r(\alpha)$ și caracteristica $M(n)$, se lasă un loc liber în care urmează să trasăm curbele care dau variațiile în timp ale vitezei de rotație n $[n(t)]$, ale unghiului $\alpha[\alpha(t)]$ și ale cuplului M dezvoltat de motor $[M(t)]$.

Pe caracteristica naturală $M(n)$ a motorului, caracteristică care taie axa vitezelor în punctul a cărui ordonată este viteza n_0 la mersul în gol ideal, se ia punctul A, corespunzător cuplului rezistent M_0 la mersul în gol al acționării, mers în gol real, și punctul B, corespunzător cuplului maximum $M_k = \lambda M_n$ al motorului, λ fiind capacitatea de supraîncărcare a motorului. Porțiunea AB din această caracteristică se înlocuiește printr-o curbă în trepte, astfel încît cuplul M să fie constant în lungul unei trepte. Se înlocuiește de asemenea diagrama $M_r(\alpha)$, și anume porțiunea de pe această diagramă pe care cuplul M_r este variabil, printr-o curbă în trepte, numărul de trepte pînă la punctul în care $M_r = M_k = \lambda M_n$ trebuind să fie egal cu numărul de trepte în care a fost împărțită por-

țiunea AB din caracteristica naturală a motorului. Există, însă, două puncte, C și D, pe diagrama $M_r(\alpha)$ care îndeplinesc condițiunea de mai sus, adică în care $M_r = M_k$. Dintre acestea se ia punctul D situat după maximumul cuplului M_r, fiindcă, dacă am lua punctul C, care se găsește înainte de maximumul cuplului M_r, atunci, la funcționarea mai departe a mecanismului, cuplul M_r crescînd, cuplul M dezvoltat de motor, pentru echilibrarea cuplului rezistent, va depăși valoarea maximă M_k.

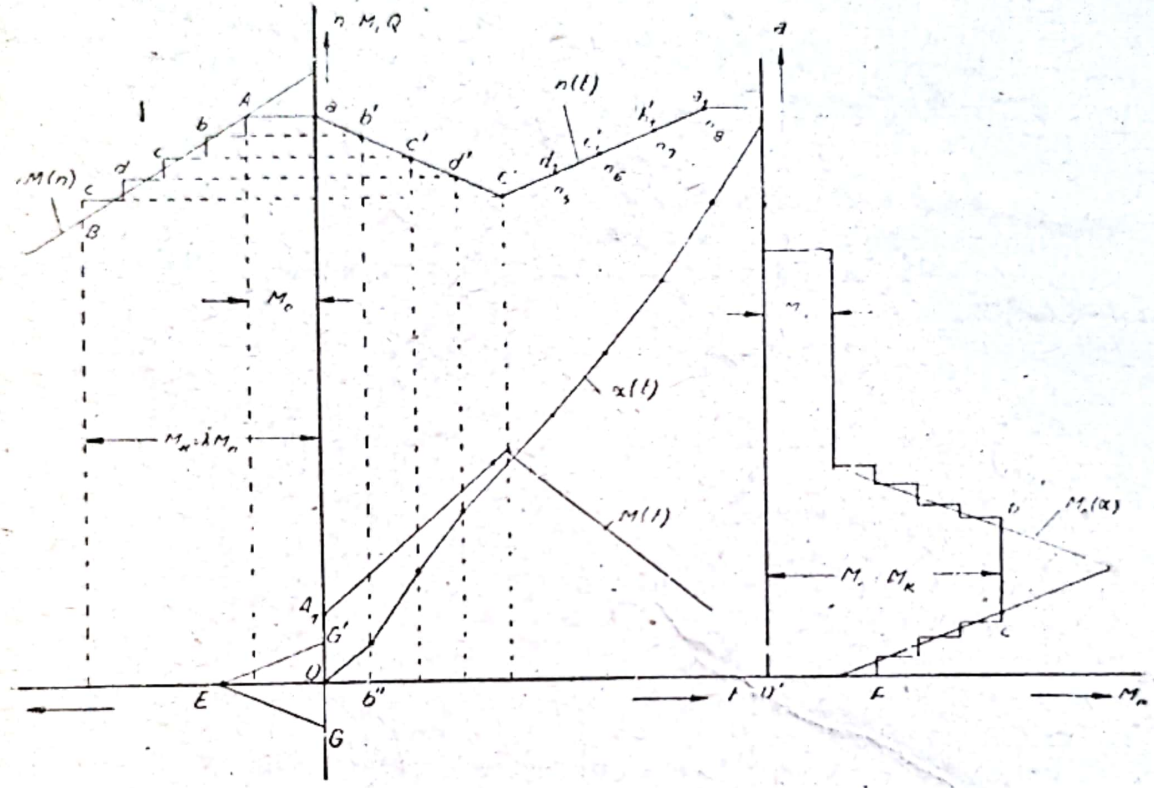


Fig. 7-32. Diagramele de sarcină ale cuțitului de tăiat metale

Cum cele două cupluri, cuplul M dezvoltat de motor și cuplul rezistent M_r, depind de variabile diferite, n și α, nu se va putea face împărțirea în trepte exact corespunzătoare a celor două curbe $M(n)$ și $M_r(\alpha)$. Pentru ca treptele celor două curbe să corespundă exact, ar trebui ca variația de viteză Δn corespunzătoare unei trepte de pe caracteristica naturală a motorului și variația $\Delta\alpha$ a unghiului manivelei de pe treapta corespunzătoare a diagramei $M_r(\alpha)$ să se facă în același interval de timp Δt. Se înțelege că împărțirea diagramei $M_r(\alpha)$ în trepte făcîndu-se fără respectarea acestei condiții, rezultatele obținute nu vor fi exacte. Vom arăta mai tîrziu cum se corectează aceste rezultate, punîndu-se de acord cu realitatea lucrurilor.

După înlocuirea curbelor care reprezintă pe M și M_r prin curbe în trepte, pentru a construi curba $n(t)$ de variație a vitezei de rotație n în funcție de timp se aplică metoda grafică a proporției, despre care am vorbit în paragraful (6-6), servindu-ne de relația:

$$\frac{M_{med} - M_{r\,med}}{\frac{G D_r^2}{375}} = \frac{\Delta n}{\Delta t}.$$

Se ia anume pe axa OM segmentul OE egal, la o scară corespunzătoare, cu expresia GD_r^2: 375.
Se măsoară cuplurile medii de pe prima treaptă a curbelor $M(n)$ și $M_r(\alpha)$ și se face diferența lor:

$$M_{med\,1} - M_{r\,med\,1} = \overline{aA} - \overline{O'F}.$$

Această diferență, care, în cazul de față, este negativă, se așează, la scara cuplurilor, pe axa ordonatelor începînd din punctul O, în jos, pînă în punctul G și prin punctul a se duce, la dreapta EG, o paralelă care taie în b' paralela, dusă punctat, la axa cuplurilor prin punctul b. Ordonata $b''b'$ a acestui punct b ne dă viteza de rotație n, la sfîrșitul primei trepte; abscisa Ob'' a punctului b' ne dă timpul Δt_1 în care viteza a variat de la valoarea $n_0 = \overline{Oa}$ pînă la valoarea $n_1 = \overline{b''b'}$; iar dreapta ab' reprezintă curba de variație a vitezei pe prima treaptă. Exact la fel se procedează pentru a afla vitezele n_2, n_3, n_4, n_5... la sfîrșitul celorlalte trepte. Pentru aflarea acestor viteze, pînă inclusiv la viteza n_4, ne servim de aceeași dreaptă EG, dat fiind că diferențele $M_{med} - M_{r\,med}$ pentru treptele a doua, a treia și a patra sînt, așa cum ușor se poate constata, egale cu $M_{med\,1} - M_{r\,med\,1}$. Cu alte cuvinte, curba de variație în timp a vitezelor pînă la sfîrșitul celei de a patra trepte este o linie dreaptă descendentă, ceea ce era de așteptat, pentru că, pe de o parte, curbele $M_r(\alpha)$ și $M(n)$ sînt liniare, iar pe de altă parte, cuplul rezistent crește. Trecînd la a cincea treaptă, diferența $M_{med} - M_{r\,med}$ devine pozitivă, rămînînd egală cu valorile absolute ale acestei diferențe de pe treptele precedente. Această diferență va fi reprezentată prin segmentul OG' luat pe axa ordonatelor în sensul pozitiv al acesteia, segmentul fiind egal cu segmentul $\overline{OG}$. Prin urmare viteza n_5 va fi mai mare decît viteza n_4. Cum diferența $M_{med} - M_{r\,med}$ rămîne aceeași și pentru treptele a șasea, a șaptea și a opta ale curbei descrescătoare $M_r(\alpha)$, trepte cărora le corespund treptele a patra, a treia și a doua de pe curba, tot descrescătoare, $M(n)$, vitezele n_5, n_6, n_7 și n_8 sînt situate pe o aceeași dreaptă, ascendentă de data aceasta. Cînd cuplul $M_r(\alpha)$ ajunge să fie constant egal cu M_0, ceea ce atrage după sine scăderea cuplului M dezvoltat de motor pînă la valoarea M_0, viteza motorului rămîne constantă.

Avînd trasată curba $n(t)$, se poate ușor construi curba de variație în timp a cuplului M dezvoltat de motor. Pentru aceasta, pe ordonatele punctelor a, b', c', d'... de pe curba $n(t)$ se așează, începînd de la axa timpului în sus, cuplurile M care corespund acestor puncte pe curba în trepte care înlocuiește caracteristica naturală $M(n)$. Astfel, pe ordonata punctului a, deci pe axa ordonatelor, se așează în OA_1 cuplul $M = M_0$ care corespunde pe curba în trepte a caracteristicii naturale punctului a. Curba $M(t)$, astfel obținută, este alcătuită, după cum era de așteptat, din segmente de dreaptă.

Pentru trasarea curbei $\alpha(t)$, ținem seama de relația (7-107), din care rezultă:

$$d\alpha = \frac{n}{k}\,dt,$$

sau, dacă înlocuim creșterile infinit de mici $d\alpha$ și dt prin creșterile finite $\Delta\alpha$ și Δt, iar pe n cu valoarea medie n_{med} a vitezelor din intervalul de timp Δt:

$$\Delta\alpha = \frac{n_{med}}{k}\Delta t.$$

Această din urmă relație ne spune că, pentru a afla creșterea $\Delta\alpha_i$ a unghiului α, dintr-un interval de timp Δt_i, trebuie să înmulțim mărimea Δt_i a intervalului de timp cu viteza medie $n_{med} = \frac{n_i + n_{i-1}}{2}$ din acest interval, vitezele n_i și n_{i-1} luîndu-le de pe curba $n(t)$, și să împărțim produsul astfel obținut la constanta k.

Pentru corecția rezultatelor obținute, se împarte din nou curba $M_r(\alpha)$ în porțiuni, astfel ca variația $\Delta\alpha_i$ să fie egală cu valoarea scoasă din curba $\alpha(t)$, corespunzătoare variației Δt_i scoasă din curba $n(t)$.

CAPITOLUL VIII

ALEGEREA PUTERII MOTOARELOR ELECTRICE

8-1. Considerații generale asupra alegerii puterii unui motor

Dacă puterea motorului care antrenează o acționare este mai mică decît aceea cerută de aceasta, motorul nu va putea asigura funcționarea normală a acționării. Lucrînd tot timpul supraîncărcat, deci încălzindu-se peste limitele admisibile de încălzire, motorul va suferi avarii frecvente care vor întrerupe acționarea, micșorînd astfel productivitatea mecanismului executor al acestei acționări.

Dacă puterea motorului de acționare este mai mare decît aceea cerută de mecanismul executor pe care-l antrenează, motorul va lucra subîncărcat, deci cu un randament scăzut și, dacă motorul este un motor de curent alternativ, cu un factor de putere mic.

Se vede, deci, numai din cele spuse mai sus, că alegerea corectă a motorului de acționare are o importanță deosebită.

Motorul, ale cărui caracteristici trebuie să fie astfel încît să satisfacă cît mai complet cerințele mecanismului executor al acționării, trebuie să fie, pe cît este cu putință, încărcat la maximum tot timpul funcționării sale, fără însă a se încălzi peste limitele admisibile de încălzire, trebuie să aibă un cuplu de pornire corespunzător sarcinii cerute în perioada de pornire de mecanismul executor al acționării și trebuie să poată face față suprasarcinilor de scurtă durată care, eventual, ar putea surveni în cursul funcționării.

În majoritatea cazurilor, puterea motorului de acționare se alege ținîndu-se seama de încălzirea lui, urmînd să se verifice ulterior capacitatea sa de supraîncărcare.

Încălzirea motorului este determinată, așa cum s-a arătat în vol. II, de pierderile de energie, Σp, inerente transformării de către motor a energiei electrice în energie mecanică, pierderi care apar în diferitele părți ale motorului sub formă de căldură și sînt date de relația

$$\Sigma p = P_1 - P_2 = \frac{P_2}{\eta} - P_2 = p_0 + p_v \,,$$

în care:

P_1 și P_2 sînt puterea electrică cerută de motor de la rețea și puterea mecanică dezvoltată de acesta la arborele său,

η — randamentul motorului,

p_0 — pierderile mecanice și pierderile în fier care, în mod practic, dacă tensiunea aplicată la bornele motorului nu variază, sînt aceleași și la mersul în gol și la mersul în sarcină, iar

p_v — reprezintă restul pierderilor, pierderile electrice și pierderile suplimentare, care variază odată cu sarcina.

La alegerea puterii motorului pe baza încălzirii lui, trebuie să se țină seama de cele spuse în paragraful (5-2) și (5-1) din vol. II cu privire la regimurile de funcționare ale motorului (regimul de funcționare de durată, regimul de funcționare de scurtă durată și regimul de funcționare intermitentă) și cu privire la clasele de izolație ale materialelor izolante folosite în construcția motoarelor.

După ce, pe baza metodelor ce se vor arăta în paragrafele ce urmează, s-a ales puterea motorului de acționare, se verifică, așa după cum s-a spus mai sus, capacitatea de supraîncărcare λ a acestuia, ținînd seama că supraîncărcarea de scurtă durată este limitată, în cazul motoarelor de curent continuu, de posibilitatea obținerii unor bune condiții de comutație, iar în cazul motoarelor de curent alternativ, de cuplul maximum al acestor motoare. În tabela următoare, tabela 8-1, sînt date valorile normale ale capacității de supraîncărcare λ a diferitelor tipuri de motoare.

Tabela 8-1

Tipul motorului	Capacitatea de supraîncărcare $\lambda = M_k : M_n$
Motoare de curent continuu	2 (La tipuri speciale $3 \div 4$)
Motoare sincrone	2 (In cazuri speciale $3 \div 4$)
Motoare asincrone cu inele colectoare	$2 \div 2{,}5$
Motoare asincrone obișnuite cu rotorul în scurt-circuit	$1{,}8 \div 2$
Motoare asincrone cu dublă colivie sau cu bare înalte	$1{,}8 \div 2{,}7$
Motoare de curent alternativ cu colector	$1{,}6 \div 1{,}8$

8-2. Încălzirea și răcirea motorului în regim de funcționare de durată

Un motor electric nu este un corp omogen, diferitele sale părți fiind făcute din materiale diferite (tablă de dinam, lacuri izolante, oțel, cupru, materialele de izolație ale înfășurării), a căror conductibilitate termică nu este aceeași. Temperatura diferitelor părți ale motorului, părți în care se degajă căldura, nu este aceeași și, mai mult, nu rămîne constantă în toate împrejurările funcționării motorului. Astfel, în cazul cînd motorul lucrează în gol, pierderile în fier sînt mai mari decît pierderile

în cupru și temperatura cea mai mare este atinsă de fierul circuitului magnetic al motorului. Din contra, în cazul funcționării în plină sarcină, temperatura cea mai mare o ating, în general, părțile din interiorul motorului ale conductoarelor izolate ale înfășurării sale principale. De asemenea, temperatura părților care vin în contact cu mediul ambiant diferă de temperatura părților în care se degajă căldura. Din aceste motive, studiul regimului termic al unui motor este extrem de complicat.

Dacă, însă, se fac unele ipoteze simplificatoare și anume: se consideră motorul ca un corp omogen; se admite că temperatura părților motorului în care se degajă căldura este aceeași; se admite că temperatura părților motorului care vin în contact cu mediul ambiant nu diferă de aceea a părților în care se degajă căldura, cu alte cuvinte, se admite că temperatura este aceeași în toate punctele motorului, ceea ce revine la a admite că conductibilitatea acestuia este infinită; se admite, în sfîrșit, că cedarea de căldură în mediul ambiant este proporțională cu diferența dintre temperatura motorului și temperatura acestui mediu; atunci ecuația generală a încălzirii motorului este dată de relația (5-4), stabilită în vol. II al acestei lucrări,

$$\theta = \frac{Q}{A}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right) + \theta_0 \varepsilon^{-\frac{t}{T}}, \qquad (8\text{-}1)$$

relație în care:

θ este încălzirea motorului, adică diferența dintre temperatura motorului și aceea a mediului ambiant, încălzire socotită în °C;

Q — cantitatea de căldură, exprimată în kcal/s, pe care o degajă motorul în unitatea de timp și care este dată de relația (5-1) din vol. II

$$Q = 0{,}24 \Sigma p,$$

pierderile din motor Σp fiind exprimate în kW;

A — constanta de răcire globală a mașinii, cu alte cuvinte, cantitatea totală de căldură, exprimată în kcal/s.°C, dată de relația (5-2) din vol. II

$$A = \Sigma \mu S,$$

în care S este o suprafață oarecare a mașinii prin care se cedează căldura, iar μ coeficientul de răcire a motorului, corespunzător acelei suprafețe;

θ_0 — încălzirea inițială a motorului, cu alte cuvinte, încălzirea acestuia în momentul cînd el începe să funcționeze (în momentul în care este pornit) și

T — constanta de timp a încălzirii motorului, dată de relația (vezi vol. II, încălzirea și răcirea mașinii electrice):

$$T = \frac{C}{A},$$

în care C este capacitatea termică globală a mașinii, adică cantitatea de căldură, exprimată în kcal, necesară pentru a ridica temperatura mașinii cu 1° C.

Dacă încălzirea inițială θ_o a motorului este egală cu zero, relația (8-1) devine:

$$\theta = \frac{Q}{A}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right),$$

sau, dacă notăm cu θ_f raportul dintre cantitatea de căldură Q și constanta de răcire globală a motorului:

$$\theta = \theta_f\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right). \qquad (8\text{-}2)$$

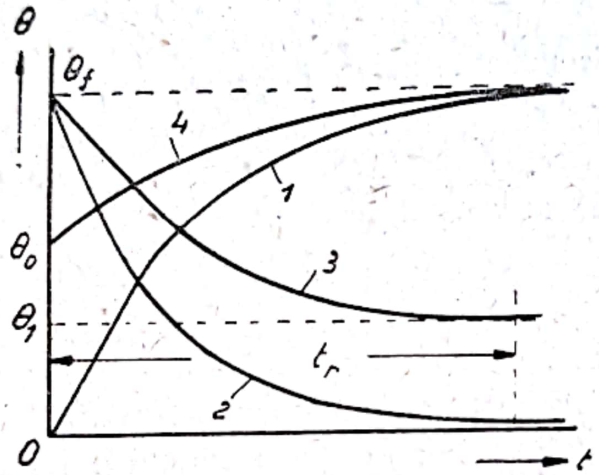


Fig. 8-1. Curbele de încălzire și de răcire ale unui motor

Variațiile încălzirii θ a motorului în funcție de timp, variații date de relațiile (8-1) și (8-2), sînt reprezentate de curbele 1 și 4 din fig. 8-1. După cum rezultă din aceste curbe și mai ales din ecuațiile respective ale acestora, încălzirea finală θ_f a motorului, care poartă numele de încălzire de regim a acestuia, este atinsă abia după un timp infinit de lung. În realitate, însă, după cum se poate vedea ușor din relațiile (8-1) și (8-2), după un timp finit $t = 3T$ sau, dacă vrem să fim mai exacți, după un timp $t = 4T$, diferența dintre încălzirea de regim θ_f și încălzirea reală a motorului este atît de mică ($\theta_f - \theta = 0{,}05\,\theta_f$ în primul caz și $\theta_f - \theta = 0{,}018\,\theta_f$ în al doilea caz), încît, după aceste timpuri, se poate considera atinsă încălzirea de regim.

Dacă deci vom găsi o metodă de determinare a constantei de timp T a încălzirii motorului, vom putea determina timpul după care este atinsă încălzirea de regim. În fig. 8-2 *a* și 8-2 *b* sînt date două metode grafice pentru determinarea constantei de timp T.

În fig. 8-2 *a* constanta de timp T este dată de abscisa punctului A de pe curba care reprezintă ecuația (8-2) a încălzirii θ a motorului, punct a cărui ordonată $\theta = 0{,}632\,\theta_f$. Într-adevăr, introducînd în ecuația (8-2) valoarea $t = T$, obținem:

$$\theta = \theta_f\left(1 - \varepsilon^{-1}\right) = \theta_f\left(1 - \frac{1}{2{,}7182}\right) = 0{,}632\,\theta_f.$$

În fig. 8-2 *b*, constanta de timp T este dată de segmentul $\overline{bB}$ determinat pe dreapta $\theta = \theta_f$ de tangenta OB dusă prin originea axelor de coordonate la curba care reprezintă ecuația (8-2).

Într-adevăr, coeficientul unghiular al tangentei la curba reprezentativă a ecuației (8-2), tangentă dusă prin originea O a axelor de coordonate, fiind

$$\left(\frac{d\theta}{dt}\right)_{t=0} = \frac{\theta_f}{T}\varepsilon^{-\frac{0}{T}} = \frac{\theta_f}{T}, \qquad (8\text{-}3)$$

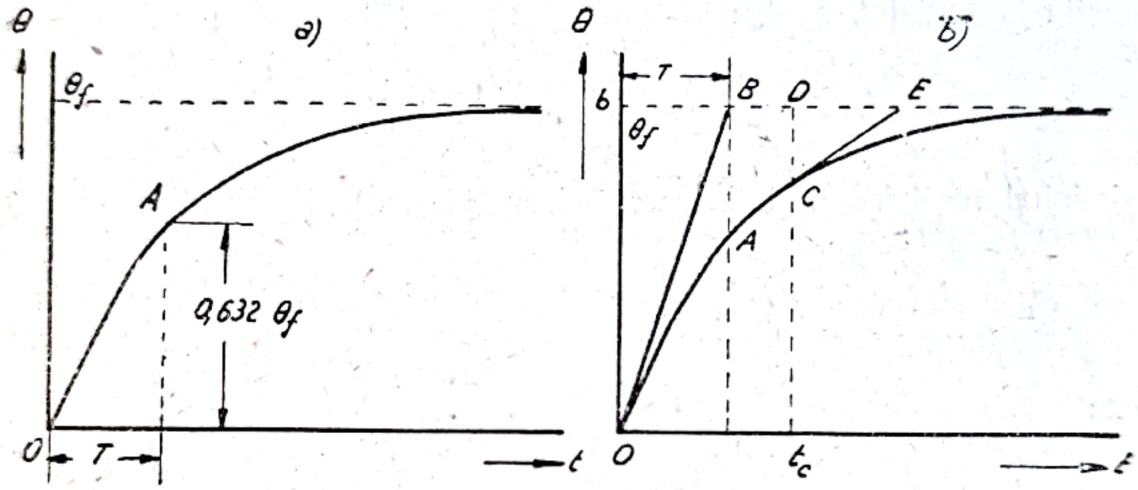


Fig. 8-2. Determinarea constantei de timp a încălzirii motorului

ecuația acestei tangente este:

$$\theta = \left(\frac{d\theta}{dt}\right)_{t=0} \cdot t = \frac{\theta_f}{T}\, t. \qquad (8\text{-}4)$$

Această tangentă taie dreapta $\theta = \theta_f$ în punctul a cărui abscisă este dată de relația ce se obține prin eliminarea încălzirii θ a motorului între ecuația (8-4) și $(\theta = \theta_f)$:

$$\theta_f = \frac{\theta_f}{T} \cdot t,$$

sau

$$t = T.$$

Această din urmă relație ne spune că abscisa bB a punctului B este egală tocmai cu constanta de timp T.

Este de observat că, după această din urmă metodă, constanta T se poate afla și prin trasarea unei tangente într-un punct absolut oarecare, altul decît originea O a axelor de coordonate, de pe curba care reprezintă ecuația (8-2). Astfel, ducînd tangenta CE prin punctul C al acestei curbe, segmentul DE determinat de această tangentă pe dreapta $\theta = \theta_f$ este egal tocmai cu constanta de timp T. Într-adevăr,

coeficientul unghiular al tangentei la curba reprezentativă a ecuației (8-2) în punctul C de abscisă t și de ordonată

$$\theta_c = \theta_f \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t_c}{T}}\right) \tag{8-5}$$

fiind

$$\left(\frac{d\theta}{dt}\right)_{t=t_c} = \frac{\theta_f}{T} \varepsilon^{-\frac{t_c}{T}},$$

ecuația tangentei CE este:

$$\theta - \theta_c = (t - t_c) \cdot \frac{\theta_f}{T} \varepsilon^{-\frac{t_c}{T}}. \tag{8-6}$$

Eliminînd încălzirea θ între această ecuație și ecuația dreptei $\theta = \theta_f$, obținem relația:

$$\theta_f - \theta_c = (t - t_c) \frac{\theta_f}{T} \varepsilon^{-\frac{t_c}{T}}, \tag{8-7}$$

sau:

$$t - t_c = \frac{\theta_f - \theta_c}{\theta_f} \cdot T \cdot \varepsilon^{\frac{t_c}{T}}. \tag{8-7 a}$$

Cum din relația (8-5), rezultă că

$$\varepsilon^{\frac{t_c}{T}} = \frac{\theta_f}{\theta_f - \theta_c},$$

relația (8-7 a) se poate scrie

$$t - t_c = \frac{\theta_f - \theta_c}{\theta_f} \cdot T \cdot \frac{\theta_f}{\theta_f - \theta_c} = T. \tag{8-8}$$

Această din urmă relație ne spune că segmentul DE, diferența dintre abscisa punctului E și aceea a punctului C, măsoară tocmai constanta de timp T a încălzirii motorului.

Din numeroasele ridicări experimentale ale curbelor de încălzire a motoarelor, de la încălzirea inițială $\theta_0 = 0$ la încălzirea de regim θ_f, s-a constatat că aceste curbe diferă de curbele teoretice de încălzire date de ecuația (8-2) și anume, la începutul procesului de încălzire curbele reale ale încălzirii motoarelor se situează deasupra curbelor teoretice și abia cînd încălzirea motoarelor ajunge la $(0{,}5 \div 0{,}6)\ \theta_f$ curbele reale și cele teoretice se confundă. Din această constatare urmează că determinarea constantei de încălzire după metoda grafică din fig. 8—2 b trebuie făcută ducînd tangenta CE la curba reală de încălzire într-un punct a cărui ordonată să fie egală cu minimum $0{,}6\ \theta_f$.

În ipoteza că constanta de timp T a răcirii motorului este egală cu constanta de timp a încălzirii acestuia, ecuaţia (5-10,vol. II) a răcirii motorului

$$\theta = \theta_f \varepsilon^{-\frac{t}{T}}$$

este reprezentată printr-o curbă 2 (fig. 8-1) simetrică cu curba 1 a încălzirii motorului.

Dar constanta de timp a răcirii motorului este egală cu cea de încălzire numai în cazul motoarelor cu ventilaţia independentă. În general, însă, motoarele sînt răcite printr-un ventilator antrenat de însuşi arborele motorului. În acest caz, condiţiile de răcire sînt înrăutăţite în timpul opririi motorului, deoarece ventilatorul nu mai funcţionează în acest timp. Constanta globală de răcire A a motorului, adică cantitatea de căldură disipată în mediul ambiant, este mai mică decît în cazul funcţionării sale normale şi, în consecinţă, constanta de răcire a motorului,

$$T = \frac{C}{A}$$

este mai mare decît aceea de încălzire. In acest caz, curba de răcire 3 (fig. 8-1) este mult mai puţin înclinată decît curba 2, astfel încît încălzirea motorului după timpul t_r (fig. 8-1) este încă θ_1 în timp ce, dacă răcirea s-ar face după curba 2, ea ar fi aproape egală cu zero.

Curbele 1 şi 4 din fig. 8-1, reprezentînd încălzirea aceluiaşi motor funcţionînd în regim de durată cu o anumită putere P_2, deci cu anumite pierderi $Q = 0{,}24\ \Sigma p$, tinzînd asimptotic către aceeaşi dreaptă $\theta = \theta_f$, încălzirea finală θ_f a motorului (încălzirea sa de regim) va fi aceeaşi.

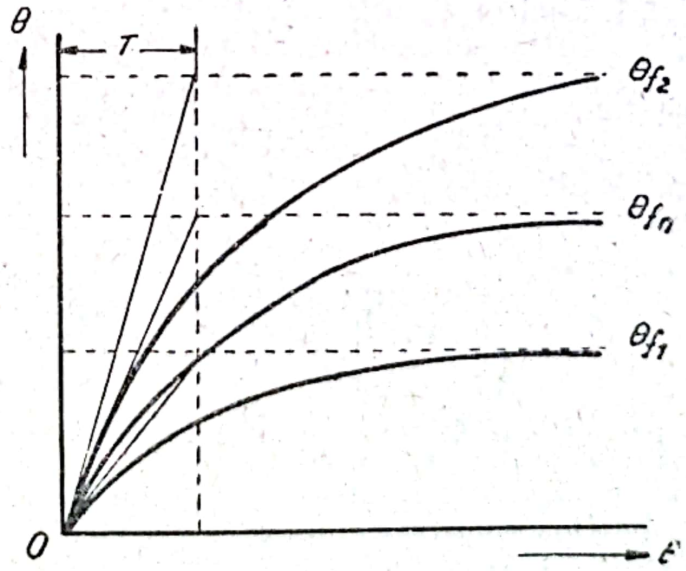


Fig. 8-3. Curbele de încălzire ale unui motor lucrînd cu diferite sarcini

Se înţelege că, la funcţionarea motorului în acelaşi regim, dar cu alte puteri, pierderile Σp,deci căldurile degajate $Q = 0{,}24\ \Sigma p$ fiind altele, vom obţine alte curbe de încălzire (fig. 8-3). Aceste curbe tind asimptotic

către alte încălziri de regim, corespunzătoare noilor valori ale pierderilor Σp. La alegerea corectă a puterii motorului trebuie să se țină seama că încălzirea de regim θ_f a motorului nu trebuie să fie mai mică și nici nu trebuie să depășească încălzirea admisibilă de regim θ_{fn}, determinată de temperatura pe care o suportă fără pericol materialele izolante care intră în construcția motorului.

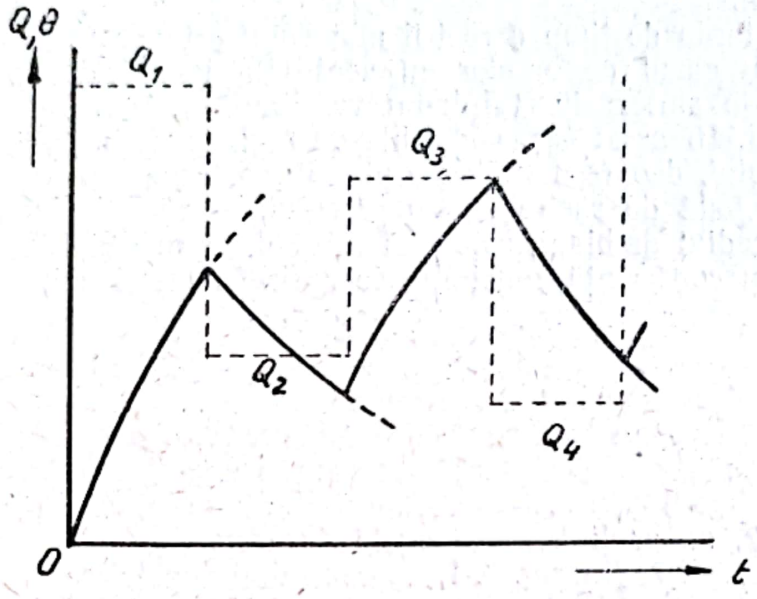


Fig. 8-4. Variația încălzirii unui motor lucrînd cu sarcină variabilă

Dacă motorul, lucrînd în regim de durată, are o sarcină care variază după o anumită lege în timpul funcționării sale, cantitatea Q de căldură, care se degajă în fiecare secundă, variază și ea, crescînd și descrescînd odată cu sarcina. În consecință încălzirea motorului va varia necontenit. În fig. 8-4 este dată variația încălzirii θ a unui motor a cărui sarcină variază astfel încît curba de variație a căldurii degajate Q este dată de linia frîntă punctată din figură.

8-3. Încălzirea și răcirea unui motor în regim de scurtă durată

După cum s-a spus în paragraful (5-2), din vol. II, regimul de scurtă durată a unui motor este caracterizat prin faptul că motorul nu atinge în perioada lui de încărcare încălzirea de regim θ_{fn}; iar perioada de oprire, care urmează, este atît de îndelungată, încît motorul are timpul să se răcească pînă la temperatura mediului ambiant. Acesta este, de exemplu, cazul motoarelor de acționare a podurilor basculante sau a plăcilor turnante ale căilor ferate, motoare a căror perioadă de încărcare este foarte mică în comparație cu perioada lor de oprire.

Diagrama simplificată a încărcării unui motor lucrînd în regim de scurtă durată este dată în fig. 8-5. Dat fiind că după fiecare perioadă de încărcare motorul ajunge, în timpul opririi sale îndelungate, la temperatura mediului ambiant, este suficient să se studieze procesul de încălzire

a motorului numai pe o singură perioadă de încărcare. Variația încălzirii θ a motorului, dată de ecuația (8-2),

$$\theta = \theta_f (1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}}),$$

este reprezentată prin curba 1 din fig. 8-5. După cum reiese din analizarea acestei curbe, încălzirea θ a motorului la sfîrșitul perioadei de încărcare t_i este mai mică decît încălzirea de regim θ_{f_1} și, dacă puterea nominală a motorului este aceea corespunzătoare încărcării sale P, în care caz încălzirea de regim θ_{f_1} este egală cu încălzirea admisibilă θ_{fn}, motorul nu va fi bine utilizat. Putem, însă, folosi un motor a cărui putere mai mică decît încărcarea P să fie astfel aleasă, încît la sfîrșitul încărcării încălzirea sa să fie egală cu încălzirea de regim ($\theta_{f_1} = \theta_{fn}$). Încălzirea acestui motor se va face după curba exponențială 2 și, deși motorul lucrează cu o putere mai mare decît puterea sa nominală, el nu se va încălzi, în perioada activă t_i a regimului de scurtă durată, peste valoarea $\theta_{f_1} = \theta_{fn}$, corespunzătoare clasei de izolație a materialului folosit la construcția motorului.

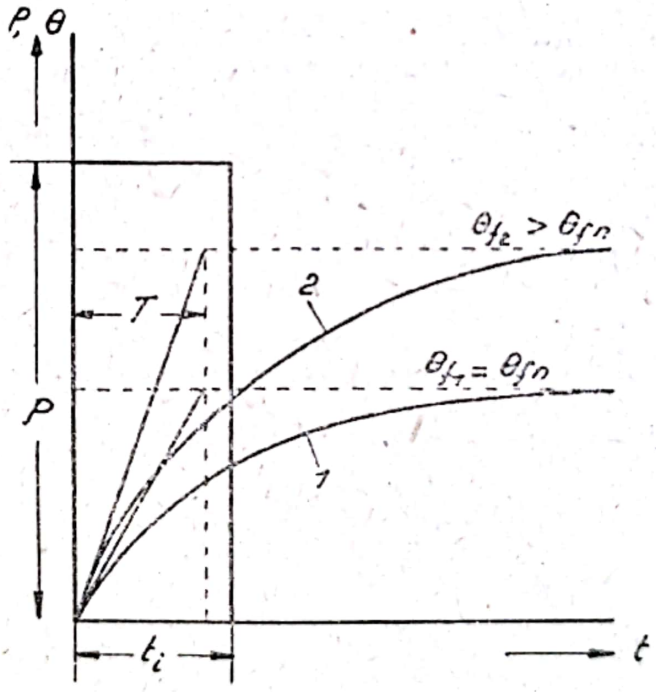


Fig. 8-5. Curbele de încălzire ale unui motor lucrînd în regim de scurtă durată

Se numește coeficient de suprasarcină termică a unui astfel de motor, funcționînd în regim de scurtă durată, raportul dintre pierderile motorului corespunzătoare puterii cu care motorul lucrează în regimul de scurtă durată și pierderile corespunzătoare puterii sale nominale. Notînd cu λ_t acest coeficient, avem:

$$\lambda_t = \frac{\Sigma p_{sd}}{\Sigma p_d}, \qquad (8\text{-}9)$$

în care:

p_{sd} sînt pierderile corespunzătoare puterii cu care lucrează motorul în regimul de scurtă durată, iar

p_d — pierderile corespunzătoare puterii nominale a motorului.

Ținînd seama că raportul pierderilor este egal cu raportul căldurilor produse de aceste pierderi, relația (8-9) se mai poate scrie

$$\lambda_t = \frac{Q_{sd}}{Q_d}, \tag{8-10}$$

în care

Q_{sd} reprezintă căldura produsă de motor în fiecare secundă, atunci cînd motorul lucrează în regim de scurtă durată, iar

Q_d reprezintă căldura produsă de motor în fiecare secundă, atunci cînd motorul lucrează cu puterea sa nominală.

Împărțind și numărătorul și numitorul membrului al doilea al relației (8-10) cu constanta globală A de răcire a motorului și ținînd seama de notațiile din fig. 8-5, obținem:

$$\lambda_t = \frac{Q_{sd} : A}{Q_d : A} = \frac{\theta_{f2}}{\theta_{f1}} = \frac{\theta_{f2}}{\theta_{fn}}. \tag{8-11}$$

Servindu-ne de această relație, putem determina coeficientul λ_t de suprasarcină termică cu ajutorul duratei de încărcare t_i a motorului și a constantei de timp T a încălzirii acestuia. Într-adevăr, motorul lucrînd în regim de scurtă durată după curba 2 din fig. 8-5, căreia îi corespunde încălzirea de regim θ_{f2}, atinge după durata de încărcare t_i încălzirea $\theta_{f1} = \theta_{fn}$. Introducînd atunci, în ecuația (8-2) a curbei 2 valorile corespunzătoare $t = t_i$ și $\theta = \theta_{fn}$, obținem relația:

$$\theta_{fn} = \theta_{f2}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t_i}{T}}\right) \tag{8-12}$$

din care rezultă imediat:

$$\lambda_t = \frac{\theta_{f2}}{\theta_{fn}} = \frac{1}{1 - \varepsilon^{-\frac{t_i}{T}}} \tag{8-13}$$

Cunoscînd valoarea coeficientului λ_t de suprasarcină termică, se poate determina valoarea coeficientului λ_m de suprasarcină mecanică, definit de relația

$$\lambda_m = \frac{P_{sd}}{P_n} \tag{8-14}$$

ca fiind raportul dintre puterea P_{sd} dezvoltată de motorul lucrînd în regim de scurtă durată, putere aleasă astfel încît, la sfîrșitul perioadei de încărcare t_i, încălzirea motorului să atingă valoarea admisibilă θ_{fn}, și dintre puterea nominală P_n a motorului. Pentru aceasta ținem seama că pierderile Σp dintr-un motor sînt date de suma pierderilor mecanice și pierderilor în fier p_0, care, practic, sînt aceleași și la mersul în gol și la

mersul în sarcină, și a celorlalte pierderi p_v, care variază cu sarcina. Aceste din urmă pierderi fiind proporționale cu patratul sarcinii, pierderile variabile p_{vsd} pentru sarcina de scurtă durată vor fi, dacă notăm cu p_{vn} pierderile variabile pentru sarcina nominală:

$$p_{vsd} = p_{vn}\left(\frac{P_{sd}}{P_n}\right)^2$$

De aici urmează că:

$$\lambda_t = \frac{Q_{sd}}{Q_d} = \frac{0{,}24\left[p_0 + p_{vn}\left(\frac{P_{sd}}{P_n}\right)\right]^2}{0{,}24\,(p_0 + p_{vn})} = \frac{a + \left(\frac{P_{sd}}{P_n}\right)^2}{a+1}. \qquad (8\text{-}15)$$

În această din urmă relație am notat cu a raportul dintre pierderile constante p_0 și pierderile variabile p_{vn} corespunzătoare puterii nominale P_n. Din relația (8-15), în care $P_{sd} : P_n$ este coeficientul λ_m de suprasarcină mecanică, rezultă imediat:

$$\lambda_m = \sqrt{(a+1)\,\lambda_t - a}\,. \qquad (8\text{-}16)$$

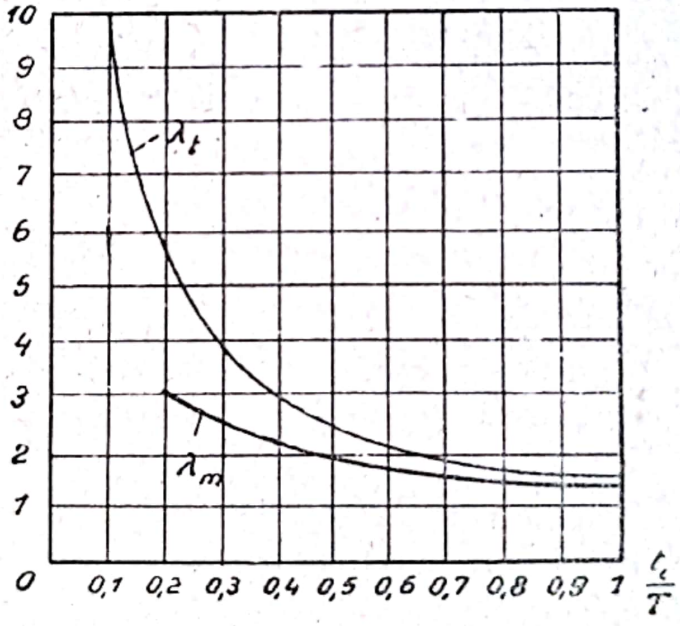


Fig. 8-6. Curbele de variație ale coeficienților λ_t și λ_m în funcție de durata de încărcare

Dacă, acum, în această relație de legătură între coeficienții λ_m și λ_t introducem valoarea coeficientului de suprasarcină λ_t dată de relația (8-13), obținem:

$$\lambda_m = \sqrt{\frac{a+1}{1-\varepsilon^{-\frac{t_i}{T}}} - a}\,. \qquad (8\text{-}17)$$

În fig. 8-6 sînt date curbele de variație a coeficientului de suprasarcină termică λ_t și a coeficientului de suprasarcină mecanică λ_m în funcție

de timpul de încălzire a motorului socotit în unități relative $t_i : T$ Curbele sînt trasate cu ajutorul ecuațiilor (8-13) și (8-17), curba reprezentativă a coeficientului de suprasarcină mecanică λ_m fiind construită pentru valoarea 1 a raportului a dintre pierderile constante p_0 și pierderile variabile p_{vn} corespunzătoare puterii nominale P_n a motorului.

8-4. Încălzirea și răcirea unui motor lucrînd în regim intermitent

În niciuna din perioadele active ale unui motor lucrînd în regim intermitent, regim care a fost definit în paragraful (5-2) din vol. II, motorul nu atinge încălzirea de regim; iar perioadele de oprire, de repaus, fiind scurte, motorul nu se poate răci pînă la temperatura mediului ambiant.

Diagrama simplificată de sarcină a unui motor lucrînd în regim intermitent regulat, cu alte cuvinte, într-un regim intermitent în care duratele active sînt egale între ele și duratele de repaus la fel, este dată în fig. 8-7.

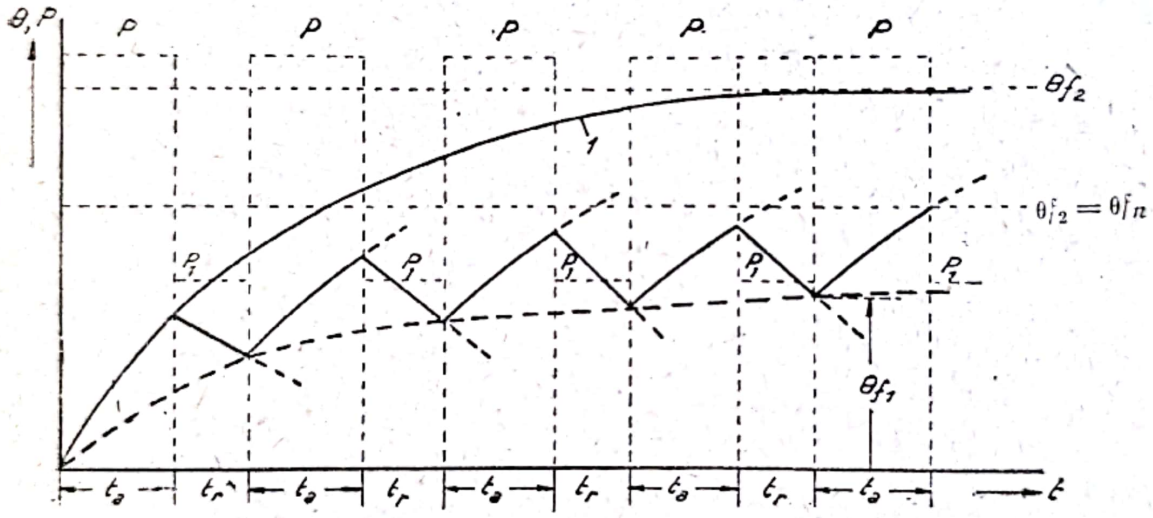


Fig. 8-7. Graficul simplificat al sarcinii unui motor lucrînd în regim intermitent și diagrama încălzirii unui astfel de motor

Regimul intermitent regulat este caracterizat prin durata relativă de funcționare care, conform STAS-ului 1893-50, se notează cu D_A. Această durată relativă de funcționare este definită de relația:

$$D_A = \frac{t_a}{t_a + t_r} = \frac{t_a}{t_c}, \qquad (8\text{-}18)$$

în care t_a este durata perioadei active,

t_r — durata perioadei de repaus, iar

$t_c = t_a + t_r$ durata unui ciclu.

De multe ori, durata relativă de funcționare se exprimă în procente:

$$D_A = \frac{t_a}{t_a + t_r} 100\,\% = \frac{t_a}{t_c} 100\,\% \qquad (8\text{-}19)$$

Ciclul de lucru normalizat este de 10 minute, iar STAS-ul 1893-50 stabilește ca durate relative standard valorile $D_A = 15\%$, $D_A = 25\%$ și $D_A = 40\%$.

În practică diagrama de sarcină a unui motor lucrînd în regim intermitent nu prezintă o alternanță regulată și precisă a perioadelor active și de repaus. De aceea în condițiile reale de lucru, durata relativă nu se determină dintr-un singur ciclu de lucru, ci ca o medie pe un timp mai îndelungat, dată de relația

$$D_A = \sum \frac{t_a}{t_c} 100\% . \tag{8-20}$$

Curbele de încălzire, în timpul perioadelor active, și de răcire, în timpul perioadelor de repaus, pentru motorul a cărui diagramă de sarcină este dată în fig. 8-7, sînt construite în aceeași figură. Ca și în cazul regimului de scurtă durată, se alege un motor de putere mai mică decît puterea corespunzătoare sarcinii maxime P, astfel ca încălzirea acestuia, după un număr mare de cicluri, să tindă către încălzirea admisibilă θ_{fn}, determinată de clasa de izolație a materialelor izolante folosite la construcția motorului.

Ținînd seama că, după un mare număr de cicluri, încălzirea motorului variază între limitele θ_{f1} și θ_{fn} (fig. 8-7) și că încălzirea se face după curba 1 corespunzătoare încălzirii de regim θ_{f2} pe care ar atinge-o motorul dacă ar lucra cu puterea P în regim de durată, ecuația (8-1) devine :

$$\theta = \theta_{fn} = \theta_{f2}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t_a}{T}}\right) + \theta_{f1}\,\varepsilon^{-\frac{t_a}{T}} \tag{8-21}$$

Răcirea în perioada de pauză t_r, se înțelege tot după un mare număr de cicluri, admițînd că constanta de timp a răcirii motorului este aceeași ca și constanta de timp a încălzirii acestuia, răcire care se face conform ecuației (8-2), ne dă :

$$\theta_{f1} = \theta_{fn}\,\varepsilon^{-\frac{t_r}{T}} \tag{8-22}$$

Introducînd această valoare a încălzirii θ_{f1} în ecuația (8-21), obținem relația :

$$\theta_{fn} = \theta_{f2}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t_a}{T}}\right) + \theta_{fn}\,\varepsilon^{-\frac{t_a + t_r}{T}} \tag{8-23}$$

Împărțind ambii membri ai acestei relații la încălzirea θ_{fn} și ținînd seama că raportul $\theta_{f2} : \theta_{fn}$ reprezintă coeficientul λ_t de suprasarcină termică, rezultă :

$$1 = \lambda_t\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t_a}{T}}\right) + \varepsilon^{-\frac{t_a + t_r}{T}},$$

de unde :

$$\lambda_t = \frac{1 - \varepsilon^{-\frac{t_a + t_r}{T}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{t_a}{T}}} \tag{8-24}$$

Ultima relație ne dă, după cum se vede, coeficientul de suprasarcină termică în funcție de durata t_a a perioadei active, de durata t_r a pauzei și de constanta de timp T a încălzirii motorului.

Studiul analitic al încălzirii și răcirii motorului funcționînd în regim intermitent regulat, studiu destul de simplu, după cum rezultă din cele arătate mai sus, se complică însă, devenind extrem de greoiu, de îndată ce puterea P nu mai este aceeași pentru toate treptele sau, cum se mai spune, de îndată ce diagrama de sarcină a motorului are trepte multiple.

În acest caz, pentru a putea trasa curbele de încălzire și de răcire ale motorului, se aplică metoda aproximațiilor succesive. Iată, pe scurt, în ce constă această metodă. Se evaluează în mod aproximativ puterea motorului, care evident va fi mai mică decît încărcarea maximă ce rezultă din diagrama de sarcină cu trepte multiple. Se trasează pe diagramă curba de încălzire a motorului în ipoteza că motorul ar lucra cu încărcarea maximă rezultată din diagramă. Se trasează curba de răcire simetrică cu curba de încălzire deja trasată. Se construiește dintr-o bucată de carton un șablon avînd două din laturile sale trasate după curba de încălzire și cea de răcire, cea de a treia latură fiind dreaptă, sau, mai bine, se construiesc două șabloane, unul avînd o latură trasată după curba de încălzire, celălalt avînd o latură trasată după curba de răcire. Folosindu-ne de aceste șabloane se trasează curbele de încălzire și de răcire ale motorului pentru treptele succesive ale diagramei de sarcină. Dacă, după un mare număr de cicluri, încălzirea θ tinde către încălzirea admisibilă θ_{fn} a motorului, încălzire determinată de clasa de izolație a materialelor izolante folosite la construcția acestuia, puterea evaluată inițial este puterea corectă a motorului și curbele de încălzire și răcire ale acestuia sînt acelea pe care le-am trasat. Dacă însă, după un mare număr de cicluri, încălzirea motorului depășește încălzirea sa admisibilă θ_{fn} sau este mai mică decît această încălzire, se alege o altă putere pentru motor, mai mare decît puterea evaluată inițial, dacă încălzirea corespunzătoare acestei din urmă puteri depășea încălzirea admisibilă θ_{fn}, mai mică, dacă încălzirea era sub încălzirea admisibilă. Din cîteva încercări se ajunge la puterea corectă a motorului și la curbele adevărate de încălzire și răcire ale acestuia.

Metoda aceasta a aproximațiilor sucesive, metodă în care se folosește șablonul, se poate aplica oricărui regim de funcționare a unui motor. Ea este însă destul de greoaie. De aceea pentru alegerea corectă a puterii motorului pe baza încălzirii sale se folosesc metodele date în paragrafele următoare.

8-5. Alegerea puterii motoarelor care antrenează mecanisme cu sarcină constantă de durată

Dacă sarcina mecanismului executor antrenat de motorul de acționare este o sarcină de durată constantă sau care variază foarte puțin, atunci determinarea puterii motorului se reduce numai la determinarea sarcinii constante cerute de acest mecanism. Se înțelege că, în acest caz, nu mai este necesar să se verifice motorul la încălzire sau la suprasarcină. Într-adevăr, motorul, dezvoltînd continuu puterea nominală egală cu puterea constantă cerută de mecanismul executor, va fi folosit la maximum și

încălzirea sa de regim va atinge valoarea admisibilă θ_{fn} pentru care a fost construit motorul. Este adevărat că, la pornirea acționării, pierderile din motor sînt ceva mai mari decît pierderile sale nominale, avînd în vedere că motorul trebuie să învingă, în afara cuplului de sarcină, și inerția maselor mobile ale sistemului motor-mecanism executor. Dar, ținînd seama că motorul, lucrînd în regim de durată, este pornit foarte rar și că, în consecință, durata de pornire este neglijabilă față de durata de funcționare activă a motorului, pierderile acestea sporite din timpul perioadei de pornire nu vor avea o influență sensibilă asupra încălzirii motorului.

Așadar, pentru mecanismele executoare ale căror sarcini de durată sînt constante sau variază între limite foarte apropiate, se va alege din cataloagele fabricilor constructoare de motoare electrice un motor a cărui putere nominală să fie egală cu puterea constantă cerută de mecanismul executor. Dacă nu există în cataloage un motor de putere egală cu cea cerută de mecanismul executor, se alege motorul de putere imediat superioară sarcinii cerute de acest mecanism.

Puterea constantă și de durată cerută de mecanismele executoare, care cer o astfel de putere, se determină cu ajutorul formulelor teoretice sau a formulelor empirice stabilite pentru asemenea mecanisme. În cazul mecanismelor puțin studiate, insuficient studiate, pentru care nu există asemenea formule, se ridică diagrama lor de sarcină cu ajutorul aparatelor înregistratoare sau se determină sarcina lor pe baza datelor statistice referitoare la astfel de mecanisme existente deja în exploatare.

Drept exemple tipice de mecanisme executoare cu sarcină constantă și de durată care se determină pe cale teoretică, vom studia mai jos: pompele și ventilatoarele.

a) Alegerea puterii motorului de acționare al unei pompe

Pompele fac parte din așa numitele *„mecanisme industriale generale"*. Ele se folosesc în toate ramurile industriei, servind la alimentarea cu apă potabilă și industrială a acestor industrii, la alimentarea cu lubrifianți de răcire a diferitelor mecanisme, la pomparea păcurii, benzinei, uleiurilor și altor lichide.

Însemnînd cu Q debitul, socotit în $\frac{m^3}{s}$, al unei pompe, cu H înălțimea teoretică de pompare, socotită în m, și cu γ greutatea specifică a lichidului care se pompează, socotită în $\frac{kg}{m^3}$, produsul

$$Q \cdot H \cdot \gamma \left[\frac{m^3}{s} \cdot m \cdot \frac{kg}{m^3} = \frac{kg \cdot m}{s}\right]$$

reprezintă, evident, puterea în $\frac{kg.m}{s}$ necesară ridicării debitului Q de lichid la înălțimea teoretică H. Ținînd seama de randamentul η_p al pompei și de randamentul η_{tr} al transmisiei dintre motorul de acționare și pompă, puterea P a motorului, socotită în kW, va fi atunci dată de relația

$$P = \frac{Q \cdot H \cdot \gamma}{102 \cdot \eta_p \cdot \eta_{tr}} \text{ kW} \qquad (8\text{-}25)$$

Scanned with OKEN Scanner

Înălțimea teoretică H care figurează în această expresie este alcătuită din patru termeni:

$$H = H_1 + H_2 + H_3 + H_4 ,$$

H_1 fiind înălțimea de aspirație a pompei, cu alte cuvinte, distanța de la nivelul lichidului care trebuie pompat pînă la axa pompei;

H_2 — înălțimea de refulare, cu alte cuvinte, distanța de la axa pompei pînă la nivelul la care este ridicat lichidul;

H_3 — înălțimea echivalentă pierderilor din conductele de aspirație și de refulare, pierderi datorite coturilor, robinetelor, schimbărilor de secțiune etc.; iar

H_4 — înălțimea echivalentă pierderilor datorite vitezei de scurgere stabilite în conducte pentru asigurarea debitului Q.

Randamentul η_p al pompelor variază mult cu natura lor. Astfel, pentru pompele cu piston $\eta_p = 0{,}8 \div 0{,}9$; pentru pompele centrifugale de înaltă presiune $\eta_p = 0{,}6 \div 08$; iar pentru pompele centrifugale de joasă presiune $\eta_p = 0{,}3 \div 0{,}6$.

b) Alegerea puterii motorului de acționare pentru un ventilator

Ventilatoarele fac parte, ca și pompele, din categoria mecanismelor industriale generale și au o largă întrebuințare în diferitele ramuri ale industriei.

Însemnînd cu Q debitul, socotit în $\frac{m^3}{s}$, al unui ventilator și cu h presiunea ventilatorului, socotită în mm coloană de apă, 1 mm col de H_2O fiind echivalent cu presiunea de un kg pe m², produsul

$$Q \cdot h \left[\frac{m^3}{s} \cdot \frac{kg}{m^2} = \frac{kg\,m}{s} \right]$$

reprezintă, evident, puterea necesară producerii unui debit de fluid sub o presiune h, putere socotită în $\frac{kgm.}{s}$. Ținînd seama de randamentul η_v al ventilatorului și de randamentul η_{tr} al transmisiei de la motor la ventilator, puterea P a motorului de acționare a unui ventilator va fi dată de relația:

$$P = \frac{Q \cdot h}{102\, \eta_v \cdot \eta_{tr}} \text{ kW} . \qquad (8\text{-}26)$$

Randamentul η_v al ventilatoarelor variază după puterea acestora. Pentru ventilatoarele puternice $\eta_v = 0{,}5 \div 0{,}8$, pentru ventilatoarele de putere mijlocie $\eta_v = 0{,}3 \div 0{,}5$, iar pentru ventilatoarele de putere mică $\eta_v = 0{,}2 \div 0{,}35$.

8-6. Alegerea puterii motoarelor de acționare a mecanismelor cu sarcină de durată, însă variabilă

Dacă puterea motorului s-ar alege după sarcina maximă cerută de mecanismul executor, cu alte cuvinte, după ordonata maximă a diagramei de sarcină $P = f(t)$ a acestui mecanism, motorul va lucra cea mai mare

parte, sau cel puțin o bună parte, din timpul său de funcționare cu puteri mai mici decît puterea sa nominală. El va fi, deci, prost utilizat.

Dacă puterea motorului s-ar alege după sarcina minimă cerută de mecanismul executor, cu alte cuvinte, după ordonata minimă a diagramei de sarcină $P = f(t)$ a acestui mecanism, motorul va lucra cea mai mare parte, sau cel puțin o bună parte, din timpul său de funcționare cu puteri mai mari decît puterea sa nominală. Motorul se va încălzi, deci, peste încălzirea sa admisibilă pentru care a fost calculat, ceea ce-i va scurta durata sa de viață sau îl va scoate chiar din funcțiune.

O alegere mai justă a puterii motorului ar fi după valoarea medie a sarcinii, dedusă din diagrama de sarcină a mecanismului executor, deși nici această alegere nu ține seama de faptul că pierderile variabile cu sarcina ale unui motor sînt proporționale cu patratul sarcinii și nu cu puterea întîia a acesteia. Metoda aceasta, deși de multe ori folosită, deoarece este foarte expeditivă, nu este permis să fie utilizată decît pentru variații relativ mici ale sarcinii mecanismului executor. Pentru variații mai mari ale acestei sarcini, puterea motorului ales după această metodă *„a puterii medii"* este prea mică și motorul va depăși încălzirea admisibilă pentru care a fost calculat, ceea ce-i va scurta durata sa de viață, dacă nu va fi chiar scos din funcțiune din cauza arderii izolației înfășurărilor sale.

O alegere corectă a puterii motorului de acționare a mecanismelor cu sarcină variabilă, dar de durată, se poate face fie prin *metoda pierderilor medii*, fie prin *metoda puterii echivalente* sau a *puterii medii patratice*.

Metoda pierderilor medii constă în determinarea căldurii medii Q_m degajată de motor ca urmare a pierderilor care au loc în interiorul său. Odată determinată căldura medie Q_m, se alege un motor care, funcționînd cu puterea sa nominală, degajează în fiecare secundă o cantitate de căldură Q_n egală cu căldura medie Q_m. Încălzirea motorului astfel ales, lucrînd cu puterile variabile cerute de mecanismul executor, este aceeași ca și încălzirea sa admisibilă θ_{fn}, deoarece $\frac{Q_m}{A} = \frac{Q_n}{A}$.

Pentru a afla pierderea medie Q_m a motorului de acționare a unui mecanism executor a cărui diagramă de sarcină este dată în fig. 8-8 cu linie plină, se determină graficul $Q = f(t)$ al pierderilor motorului, grafic care este trasat în aceeași figură cu linie întreruptă.

Pierderea medie Q_m este dată de relația:

$$Q_m = \frac{Q_1 t_1 + Q_2 t_2 + \ldots + Q_n t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n} = \frac{\sum_{k=1}^{n} Q_k t_k}{\sum_{k=1}^{n} t_k}. \qquad (8\text{-}27)$$

Metoda pierderilor medii dă rezultate excelente, motorul ales astfel putînd funcționa un timp nelimitat fără ca încălzirea sa să depășească încălzirea nominală corespunzătoare clasei de izolație a materialelor izolante folosite la construcția motorului. Ea este, însă, extrem de migăloasă, necesitînd determinarea graficului $Q = (t)$ pentru un motor căruia nu i se cunoaște graficul randamentului: $\eta = f(P)$ sau $\eta = f(I)$. Deter-

minarea, în aceste condiţiuni, a graficului $Q = f(t)$ se face, prin metoda aproximaţiilor succesive, în felul următor. Folosind diagrama de sarcină $P = f(t)$ a mecanismului executor, se alege drept putere a motorului o putere de $1{,}1 \div 1{,}3$ ori mai mare decît aceea dată de formula

$$P_m = \frac{\sum_{k=1}^{n} P_k t_k}{\sum_{k=1}^{n} t_k},$$

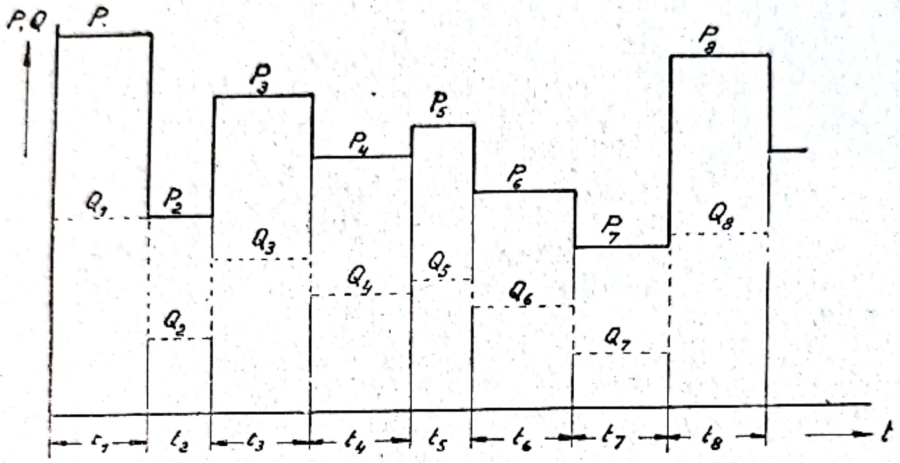


Fig. 8-8. Diagrama de sarcină $P = f(t)$ şi graficul pierderilor $Q = f(t)$ pentru o sarcină, de durată, variabilă

care rezultă din aplicarea metodei puterii medii. Pentru puterea motorului, astfel aleasă, cunoscîndu-se graficul $\eta = f(P)$, se calculează pierderile Q_k corespunzătoare pierderilor p_k din diagrama de sarcină şi se trasează graficul $Q = f(t)$. Dacă pierderea medie Q_m, care corespunde graficului astfel trasat, este egală cu pierderea nominală Q_n, puterea motorului a fost bine aleasă; dacă nu, se alege o altă putere mai mare sau mai mică, după împrejurări, şi se fac din nou toate calculele arătate mai sus. După cîteva încercări se ajunge ca, pentru puterea aleasă, pierderile medii Q_m să fie egale cu pierderile nominale Q_n. Această putere este puterea căutată. În cazul cînd nu se cunoaşte graficul $\eta = f(P)$, în cataloagele fabricilor constructoare nefiind dat acest grafic, ci numai randamentul nominal η_n al motorului ales, se poate folosi următoarea relaţie care dă randamentul η la o încărcare oarecare a motorului în funcţie de randamentul nominal η_n:

$$\eta = 1 - (1 - \eta_n)^{x + \frac{\alpha}{x}}. \qquad (8\text{-}28)$$

în care: x este raportul dintre puterea căreia îi corespunde randamentul η şi puterea nominală căreia îi corespunde randamentul η_n, iar α raportul dintre pierderile constante şi cele variabile corespunzătoare puterii nominale.

După determinarea, în acest fel, a puterii motorului, trebuie să se verifice dacă motorul are capacitatea de supraîncărcare și cuplul de pornire necesar.

Din cauza calculelor migăloase necesitate de aplicarea acestei metode, calcule migăloase inerente oricărei metode de aproximație, cu toată exactitatea ei, se preferă în practică aplicarea celei de a doua metode:

Metoda puterii echivalente sau a puterii medii patratice. Deși această metodă nu este tot atît de exactă ca și metoda pierderilor medii, ea este, în schimb, mult mai comodă și dă rezultate satisfăcătoare.

Se admite în această metodă, că pierderile totale ale motorului, pierderi care variază cu sarcina P, sînt date de relația:

$$Q = k' + b P^2, \tag{8-29}$$

în care k' sînt pierderile constante ale motorului, iar b un coeficient numeric.

În această ipoteză, destul de apropiată de realitate, se pot substitui, în relația (8-27), pierderile cu puterile corespunzătoare și se obține în felul acesta direct puterea echivalentă a motorului cu ajutorul puterilor date de diagrama de sarcină.

Vom avea, conform relațiilor (8-27) și (8-29):

$$k' + b P_{ech}^2 = \frac{(k' + b P_1^2) t_1 + (k' + b P_2^2) t_2 + \ldots + (k' + b P_n^2) t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n} \tag{8-30}$$

Din această relație rezultă:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \ldots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{n} P_k^2 t_k}{\sum_{k=1}^{n} t_k}} \tag{8-31}$$

Puterea obținută în acest fel este o putere constantă, de durată, care are, în ceea ce privește pierderile și încălzirea motorului, un efect echivalent cu puterea variabilă din diagrama de sarcină care a servit la determinarea ei. Pentru acest motiv, această putere poartă numele de putere echivalentă sau, după modul cum se calculează, de putere medie patratică.

Puterea nominală a motorului se alege la o valoare standardizată cît mai apropiată de puterea echivalentă obținută prin calcul.

Relația (8-31) a fost stabilită în ipoteza că diversele porțiuni ale diagramei $P = f(t)$ constau din drepte paralele cu axa absciselor. De cele mai multe ori, însă, diagrama de sarcină reală este o curbă oarecare, cum ar fi, de exemplu, curba din fig. 8-9. În acest caz, puterea echivalentă se determină cu ajutorul relației:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{k=1}^{n} t_k} \cdot \sum_{k=1}^{n} \int_0^{t_k} P^2 \cdot dt} \tag{8-32}$$

P fiind ordonata curentă din diagrama de sarcină pe porțiunea corespunzătoare intervalului de timp t_k, interval pentru care legea de variație

Scanned with OKEN Scanner

a puterii P poate fi exprimată printr-o relație analitică. Obișnuit, porțiunile din curba reală sînt înlocuite prin porțiuni rectilinii, așa cum se vede în fig. 8-9.

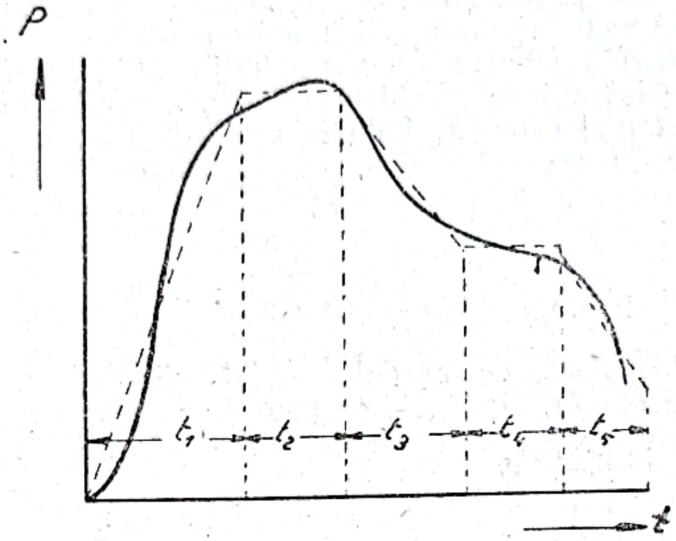


Fig. 8-9. Inlocuirea diagramei reale de sarcină printr-o linie frîntă

Aplicînd formula de mai sus diagramei de tipul *a* din figura 8-10, obținem pentru puterea echivalentă:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{1}{t_1 + t_2}\left[\int_0^{t_1} P \cdot dt + \int_0^{t_2} P \cdot dt\right]}, \qquad (8\text{-}33)$$

în care ordonata curentă P a diagramei de sarcină, pentru intervalul de timp t_1, este dată de ecuația dreptei AB:

$$\frac{P - P_1}{P_2 - P_1} = \frac{t - 0}{t_1 - 0}, \qquad (8\text{-}34)$$

din care rezultă:

$$P = P_1 + \frac{P_2 - P_1}{t_1} t;$$

iar pentru intervalul de timp t_2, de ecuația dreptei BC:

$$P = P_2. \qquad (8\text{-}35)$$

Introducînd expresiile (8-34) și (8-35) ale ordonatei curente P în relația (8-33), obținem, după efectuarea integralelor:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{(P_1^2 + P_1 P_2 + P_2^2)\frac{t_1}{3} + P_2^2 t_2}{t_1 + t_2}}. \qquad (8\text{-}36)$$

Aplicînd formula (8-32) diagramei de tipul *b* din figura 8-10 obținem pentru puterea echivalentă

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{1}{t_1}\int_0^{t_1} P\,dt}\,, \tag{8-37}$$

în care înlocuind ordonata curentă P prin expresia sa scoasă din ecuația dreptei AB:

$$P = \frac{P_1}{t_1}\,t\,,$$

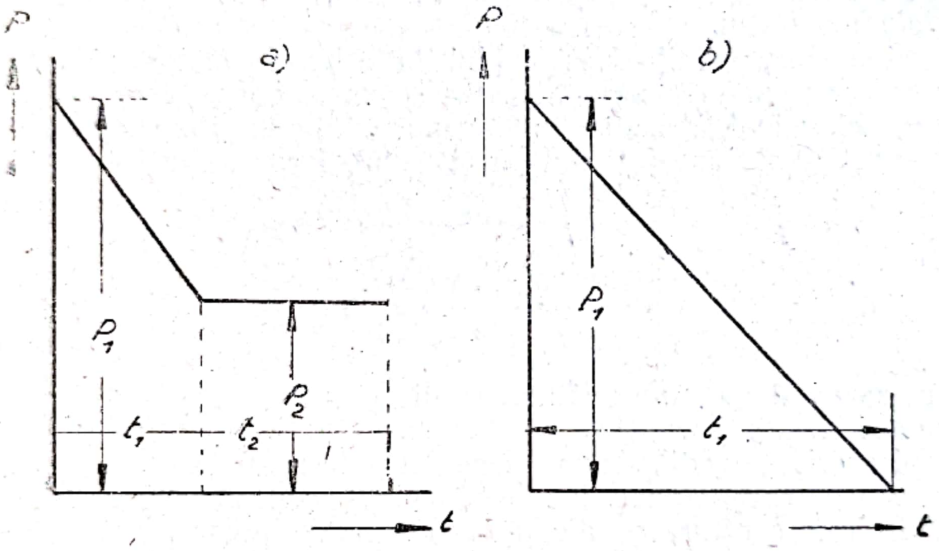


Fig. 8-10. Tipuri de diagrame rezultate din înlocuirea diagramei reale de sarcină printr-o linie frîntă

obținem:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{P_1^2\,\frac{t_1}{3}}{t_1}} = \frac{P_1}{\sqrt{3}} \tag{8-38}$$

În cazul general, al unei linii frînte oarecare, care înlocuiește diagrama reală de sarcină, puterea echivalentă sau puterea medie patratică se calculează ținînd seama de formulele (8-31), (8-36) și (8-38). Linia frîntă care înlocuiește diagrama reală de sarcină poartă numele de *diagramă de sarcină rectificată*.

În cazul motoarelor de curent continuu, ținînd seama că tensiunea aplicată motorului este constantă, diagrama de sarcină $P = f(t)$ reprezintă, la o altă scară, și diagrama $I = f(t)$. Avem în acest caz:

$$P_{ech} = U I_{ech} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{k=1}^{n} t_k}\sum_{k=1}^{n} U^2 I_k^2 t_k}\,,$$

de unde:

$$I_{ech} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{k=1}^{n} t_k} \cdot \sum_{k=1}^{n} I_k^2 t_k} \,. \qquad (8\text{-}39)$$

Dacă, deci, se cunoaște diagrama $I = f(t)$, se poate determina curentul echivalent I_{ech} cu ajutorul formulei (8-39) și deduce apoi puterea echivalentă $P_{ech} = U I_{ech}$.

Aceeași concluzie se poate aplica și motoarelor de curent alternativ, dacă factorul de putere $\cos \varphi$ poate fi considerat constant pentru diversele sarcini ale motorului.

De asemenea, admițînd că cuplul la arborele motorului este aproximativ egal cu cuplul electromagnetic, se poate obține ușor din expresia curentului echivalent, dacă se ține seamă că la un flux constant cuplul electromagnetic este proporțional cu curentul, formula cuplului echivalent

$$M_{ech} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{k=1}^{n} t_k} \cdot \sum_{k=1}^{n} M_k^2 t_k} \,. \qquad (8\text{-}40)$$

Și în cazul alegerii puterii motorului după metoda puterii echivalente sau a puterii medii patratice ca și în cazul alegerii acestei puteri după metoda pierderilor medii, după alegerea puterii, trebuie să se verifice dacă motorul ales are capacitatea de supraîncărcare și cuplul de pornire necesar. În caz contrar, se alege un motor de putere mai mare care, evident, nu va atinge încălzirea sa nominală în cursul funcționării sale, dar care va putea face față, în schimb, supraîncărcărilor accidentale care pot interveni în acest timp și care poate porni cu sarcina pe care o cere la pornire mecanismul executor al acționării.

8-7. Alegerea puterii motorului în cazul funcționării acestuia în regim de scurtă durată

După cum s-a văzut în paragraful (3) al acestui capitol, motorul care lucrează în regim de scurtă durată poate fi încărcat peste puterea lui nominală și depășirea maximă a acestei puteri este determinată de coeficienții λ_t și λ_m de suprasarcină termică și de suprasarcină mecanică dați de relațiile (8-13) și (8-17). Aceste relații au fost stabilite pentru o diagramă de sarcină simplă, cu o singură treaptă, reprezentată în fig. 8-5. În practică însă, se pot întîlni diagrame de sarcină, pentru motoare funcționînd în regim de scurtă durată, cu două sau mai multe trepte. În acest caz, puterea motorului se alege, obișnuit, pe baza puterii, curentului sau cuplului echivalent. Astfel, în cazul diagramei $M = f(t)$ cu două trepte, reprezentată în fig. 8-11, cuplul echivalent se determină cu ajutorul formulei

$$M_{ech} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2}{t_1 + t_2}} \qquad (8\text{-}41)$$

Este, însă, de observat că nu este recomandabilă folosirea motoarelor de construcție obișnuită, destinate funcționării în regim de durată, pentru funcționarea în regim de scurtă durată. Într-adevăr, așa cum rezultă din curbele de variație ale coeficienților λ_t și λ_m în funcție de durata de încărcare a motorului funcționînd în regim de scurtă durată, curbe date

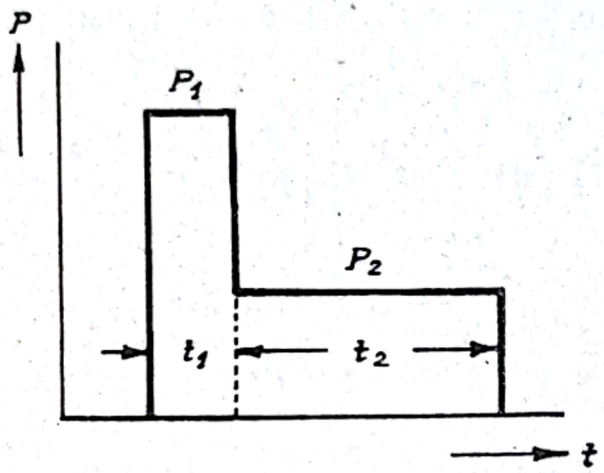


Fig. 8-11. Diagrama $P = f(t)$ de scurtă durată, cu două trepte

în fig. 8-6, coeficientul de suprasarcină mecanică λ_m depășește valoarea $\lambda_m = 2{,}5$ de îndată ce durata de încărcare a motorului, socotită în unități relative $t_i : T$ este mai mică decît 0,35; or, motoarele de construcție obișnuită, destinate funcționării în regim de durată, nu depășesc, în general, coeficientul de suprasarcină mecanică $\lambda_m = 2{,}5$.

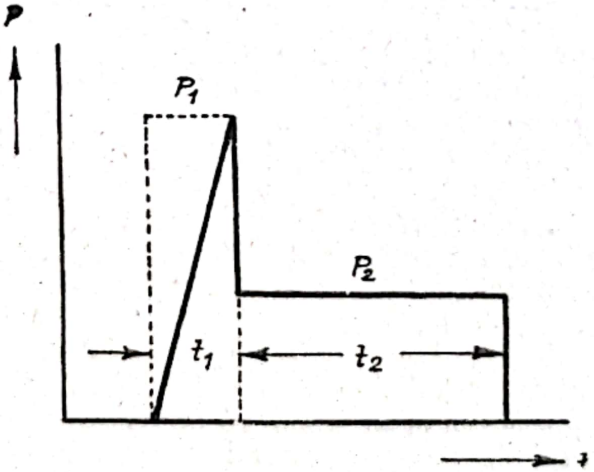


Fig. 8-12. Diagrama de sarcină $P = f(t)$ de scurtă durată, cu două trepte

De aceea, motoarele destinate unei funcționări în regim de scurtă durată sînt altfel calculate și construite decît motoarele destinate să funcționeze în regim de durată, avînd o capacitate de sarcină mai mare decît a acestora din urmă. Prin STAS-ul 1893—50 durata standardizată

a perioadei de încărcare a unui astfel de motor este de 15, 30 și 60 minute.

În fig. 8-12 este dată diagrama de sarcină $P = f(t)$ obișnuit întîlnită la motoarele de acționare lucrînd în regim de scurtă durată. Durata de încărcare se compune din perioada de pornire t_1 și perioada de funcționare t_2 sub putere constantă. Puterea motorului se calculează cu ajutorul puterii echivalente pentru perioadele de funcționare t_1 și t_2:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2}{t_1 + t_2}} \qquad (8\text{-}42)$$

Puterea P_1 în perioada t_1 de pornire este o putere fictivă, dată de relația

$$P_1 = k_i P_n ,$$

în care

$$k_i = \frac{I_p}{I_n}$$

reprezintă raportul dintre curentul de pornire I_p și curentul nominal I_n.

În timpul perioadei t_1 de pornire, puterea motorului crește treptat de la valoarea zero la valoarea P_1, pentru a scădea brusc, la începutul perioadei t_2, la valoarea P_2. În perioada de pornire t_1, curentul motorului și, deci, căldura produsă păstrează însă o valoare maximă, ceea ce ne-a îndreptățit să considerăm în relația (8-42) puterea P_1 constantă în perioada de pornire.

8-8. Alegerea puterii motorului în cazul funcționării acestuia în regim intermitent

După cum rezultă din cele spuse în paragraful (4) al acestui capitol, putem folosi pentru regimul intermitent un motor calculat pentru regimul de durată, încărcîndu-l peste puterea sa nominală, avînd în vedere că motorul se răcește periodic în timpul pauzelor de lucru.

Posibilitatea de supraîncărcare a motorului, destinat funcționării în regim intermitent, peste puterea sa nominală, în funcționarea în regim de durată, este dată de relația (8-24) și de curbele de variație ale coeficientului de suprasarcină termică λ_t în funcție de durata activă de lucru din timpul unui ciclu, curbe care pot fi construite servindu-ne de relația (8-24).

Pentru îmbunătățirea indicilor economici de exploatare a unei acționări electrice, se fabrică motoare special destinate funcționării în regim intermitent, așa numitele *motoare de macara*, motoare care au cupluri de pornire și de răsturnare mai mari decît ale motoarelor obișnuite, destinate funcționării în regim de durată. În cataloagele fabricilor constructoare de motoare electrice, se indică între datele nominale ale motoarelor, special destinate funcționării în regim intermitent, durata relativă D_A standardizată, a perioadei active de funcționare.

Puterea necesară motorului de acționare a unui mecanism executor, a cărui diagramă de sarcină simplificată $P = f(t)$ este dată în fig.

8-13, în care P_1 este puterea corespunzătoare perioadei de pornire t_1, se calculează pornind de la media patratică pe durata întregului ciclu, inclusiv perioada de pauză, deci de la o putere echivalentă raportată la un ciclu de funcționare pentru care durata relativă a perioadei active de lucru $D_A = 100\%$. Vom avea:

$$P_d = P_{100} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2}{t_1 + t_2 + t_3}} . \qquad (8\text{-}43)$$

La majoritatea motoarelor electrice, condițiunile de răcire în timpul pornirii, cînd viteza de rotație variază de la zero la viteza nominală, și în timpul pauzelor, cînd viteza este egală cu zero, sînt mai rele decît în restul timpului, din cauza ventilației mașinii care este mai mică sau încetează complet. De aceea, în practică, durata de pornire și de pauză t_1 și t_3 se înmulțesc cu niște coeficienți empirici. Astfel, timpul t_3 de pauză se înmulțește cu coeficientul 0,5, care ține seama de lipsa de ventilație artificială a motorului; iar timpul de pornire t_1 se înmulțește cu coeficientul 0,75, care este o valoare medie între coeficientul 0,5 din timpul opririi și coeficientul 1 din timpul funcționării în plină viteză.

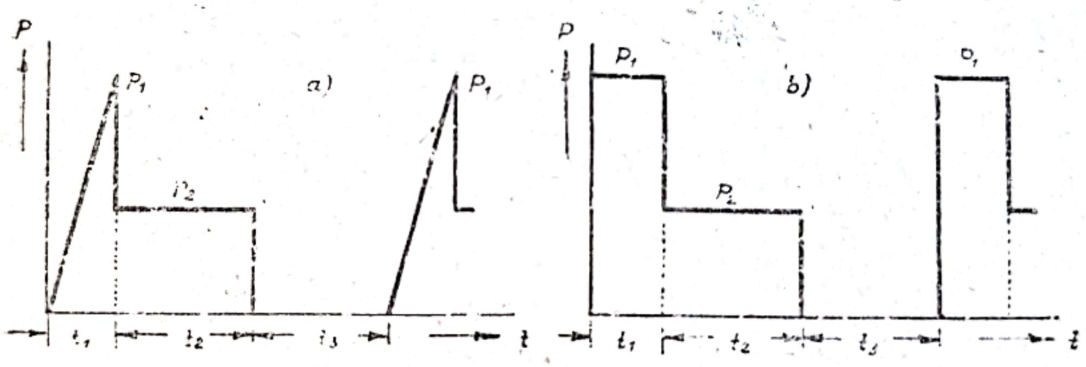


Fig. 8-13. Diagrama de sarcină $P = f(t)$ pentru o sarcină intermitentă

Ținînd seama de acești coeficienți, relația (8-43) devine:

$$P_d = P_{100} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2}{0{,}75\, t_1 + t_2 + 0{,}5\, t_3}} . \qquad (8\text{-}44)$$

Dacă valoarea calculată, din diagrama de sarcină dată, a duratei relative

$$D_A = \frac{t_a}{t_a + t_r} = \frac{t_a}{t_c} = \frac{t_1 + t_2}{t_1 + t_2 + t_3}$$

diferă de valorile standardizate $D_A = 15\%$, $D_A = 25\%$ sau $D_A = 40\%$, puterea echivalentă raportată la întregul ciclu de funcționare, putere dată de relația (8-44), trebuie recalculată la valoarea cea mai apropiată a duratei relative a perioadei active de funcționare.

Această recalculare se face ușor, dacă admitem că încălzirea motorului este determinată numai de pierderile variabile bP^2. În acest caz,

ținînd seama că, la trecerea de la o durată relativă la alta, puterea echivalentă pentru care se alege motorul trebuie să rămînă constantă, avem:

$$bP_d^2 t_c = bP_{15}^2 t_{15} = bP_{25}^2 t_{25} = bP_{40}^2 t_{40} = bP_x^2 t_x . \qquad (8\text{-}45)$$

În aceste relații:

t_{15}, t_{25}, t_{40} reprezintă duratele relative standardizate ale perioadei active de lucru din timpul unui ciclu standard de lucru de 10 minute;
t_c — durata ciclului standard de lucru de 10 minute;
t_x — o durată oarecare a perioadei active, alta decît cele standard;
P_d — puterea nominală a motorului în regim de durată, putere dată de relația (8-44) și care corespunde unei durate relative egală cu 100% din durata unui ciclu;
$P_{15}, P_{25}, P_{40}, P_x$ — puterile pe care le poate dezvolta motorul în perioadele de lucru respective.

Din relațiile (8-45) rezultă:

$$\left.\begin{aligned} P_{15} &= P_d \sqrt{\frac{t_c}{t_{15}}} = P_d \sqrt{\frac{1}{D_{A15}}} = \frac{P_d}{\sqrt{0,15}} = 2,58\, P_d ; \\ P_{25} &= P_d \sqrt{\frac{t_c}{t_{25}}} = P_d \sqrt{\frac{1}{D_{A25}}} = \frac{P_d}{\sqrt{0,25}} = 2,00\, P_d ; \\ P_{40} &= P_d \sqrt{\frac{t_c}{t_{40}}} = P_d \sqrt{\frac{1}{D_{A40}}} = \frac{P_d}{\sqrt{0,40}} = 1,58\, P_d \end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}46)$$

și

$$P_x = P_d \sqrt{\frac{t_c}{t_x}} = P_d \sqrt{\frac{1}{D_{Ax}}} = \frac{P_d}{\sqrt{D_{An}}}$$

Aceste relații permit recalcularea la valoarea standardizată a duratei relative, cea mai apropiată de durata relativă D_A calculată pe baza diagramei de sarcină.

În genere, se recomandă ca recalcularea puterii de la valoarea duratei relative reale să se facă la valoarea standardizată mai mare, afară de cazul cînd $D_{Ax} \geqslant 40\%$. În acest caz, dacă D_{Ax} este cuprins între 40% și 60%, se adoptă valoarea standardizată de 40%; dacă D_{Ax} depășește valoarea de 60%, se adoptă un motor calculat pentru funcționarea în regim de durată. Dacă D_{Ax} este mai mic de 10%, atunci se folosește un motor calculat în regim de scurtă durată.

Pentru o recalculare mai exactă a puterii motorului de acționare, trebuie să ținem seama și de pierderile constante ale motorului, nu numai de cele variabile, cum am făcut pentru stabilirea relațiilor (8-46).

În acest scop, notînd cu x raportul dintre puterea P_x, corespunzătoare duratei relative D_{Ax}, și puterea P_d, corespunzătoare duratei relative $D_{A\,100} = 1$:

$$x = \frac{P_x}{P_d},$$

condiția de egalitate a pierderilor se poate scrie:

$$(k' + bP_2^2)\, D_{Ax} = (k' + bx^2 P_d^2)\, D_{Ax} = (k' + b P_d^2)\, D_{A\,100}. \qquad (8\text{-}47)$$

Rezolvînd ecuația astfel obținută în raport cu x, se obține:

$$x = \frac{P_x}{P_d} = \sqrt{\left(\frac{k'}{bP_2^2} + 1\right)\frac{D_{A\,100}}{D_{Ax}} - \frac{k'}{P_d^2}}. \qquad (8\text{-}48)$$

Din această din urmă relație, rezultă, dacă notăm cu a raportul dintre pierderile constante k' și pierderile variabile corespunzătoare puterii P_d și dacă ținem seama că $D_{A\,100} = 1$:

$$\frac{P_x}{P_d} = \sqrt{(a+1)\,\frac{1}{D_{Ax}} - a}, \qquad (8\text{-}48a)$$

sau

$$P_x = P_d \sqrt{(a+1)\,\frac{1}{D_{Ax}} - a} \qquad (8\text{-}49)$$

Relația aceasta, care stă la baza recalculării mai exacte a motorului de acționare, ne reproduce ultima din relațiile (8-46), ceea ce era de așteptat, în cazul cînd se neglijează pierderile constante, deci cînd $a = 0$:

$$P_2 = P_d \sqrt{\frac{1}{D_{Ax}}} = \frac{P_d}{\sqrt{D_{Ax}}}$$

Exemplul 8-1. Să se determine puterea unui motor ventilat, al cărui regim de funcționare, reprezentat în fig. 8-13, prezintă următoarele date: $P_1 = 9$ kW, $P_2 = 4{,}5$ kW $t_1 = 3$ secunde, $t_2 = 25$ secunde, $t_3 = t_r = 50$ secunde. Motorul trebuie să fie de curent continuu, de tip închis, și să funcționeze sub o tensiune de 220 V.

Soluție: Se calculează mai întîi durata relativă reală D_{Ax} de funcționare a motorului:

$$D_{Ax} = \frac{t_1 + t_2}{t_1 + t_2 + t_3}\, 100\,\% = \frac{3 + 25}{3 + 25 + 50}\, 100 = 36\,\%$$

Puterea echivalentă P_d a motorului, raportată la întregul ciclu de funcționare este, conform relației (7-44):

$$P_d = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2}{0{,}7\, t_1 + t_2 + 0{,}5\, t_3}} = \sqrt{\frac{9^2 \cdot 3 + 4{,}5^2 \cdot 25}{0{,}75 \cdot 3 + 25 + 0{,}5 \cdot 50}} = 3{,}83 \text{ kW}$$

Recalculînd puterea motorului pentru durata relativă standardizată cea mai apropiată de 36%, deci pentru $D_{A40} = 40\,\%$, obținem

$$P_{40} = \frac{P_d}{\sqrt{D_{A40}}} = \frac{3{,}83}{\sqrt{0{,}4}} = 6 \text{ kW}$$

În catalogul motoarelor „de macara" de curent continuu, închise, pentru $D_A = 40\,\%$ și $U = 220$ V, se găsește valoarea $P_n = 6{,}3$ kW care este cea mai apropiată de valoarea calculată. Prin urmare, vom adopta motorul de 6,3 kW.

Scanned with OKEN Scanner

8-9. Determinarea numărului admisibil de conectări pe oră la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit

La motoarele de acționare a mecanismelor executoare care necesită un mare număr de porniri și de opriri în cursul unei ore, cum sînt, de exemplu, dispozitivele de întoarcere a profilelor, rolgangurile (căile cu role) și foarfecele laminoarelor, mașinile de șlefuit, rabotezele etc., încălzirea motorului este determinată, în special, de pierderile mari din cursul perioadelor de pornire și de frînare ale acestuia. Aceste pierderi limitează numărul posibil de conectări ale motorului în decursul unei ore de funcționare.

Metoda puterii echivalente sau a puterii medii patratice, pentru alegerea puterii motorului pe baza condițiilor de încălzire, aplicabilă celor mai multe tipuri de motoare, nu se poate aplica, în acest caz, motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, și mai ales motoarele cu bare înalte și acelora cu rotorul în dublă colivie, deoarece rezistența rotorului variază foarte mult în timpul perioadelor de pornire și de frînare. Pentru alegerea puterii acestor tipuri de motoare, trebuie aplicate metode bazate pe determinarea directă a pierderilor.

În mod obișnuit, puterea motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit, destinat acționării mecanismelor cu un mare număr de porniri și de opriri în cursul unei ore, se alege pe baza numărului admisibil de conectări în cursul unei ore și se verifică apoi motorul astfel ales la încălzire.

Se înțelege prin *număr admisibil de conectări pe oră*, și se notează cu *co*, numărul de conectări din timpul unei ore după care temperatura medie a motorului este egală cu temperatura maximum admisibilă, determinată de clasa de izolație a materialelor izolante folosite la construcția acestuia.

Vom nota, în cele ce urmează, cu β raportul dintre valorile A_r și A ale constantei globale de răcire a motorului cu ventilație proprie, valori corespunzătoare perioadei de repaus (t_r), cînd motorul se răcește, deci cînd condițiunile de răcire sînt înrăutățite, și perioadei de funcționare (t_a) cu viteza stabilizată, cu viteza de regim, cînd motorul se încălzește, raport care este egal cu raportul dintre constanta de timp (T_r) a răcirii și constanta de timp (T) a încălzirii motorului:

$$\beta = \frac{A_r}{A} = \frac{T_r}{T} .$$

Vom mai nota, apoi, cu ΔP_n pierderile nominale de putere ale motorului, cu ΔP_x pierderile de putere într-un regim stabilizat, altul decît cel nominal; cu ΔA_p pierderile de energie în perioada de pornire t_p și cu ΔA_f pierderile de energie în perioada de frînare t_f.

Pierderea de energie în timpul t_n al funcționării motorului în regim stabilizat, cu puterea P_x, fiind $\Delta P_x \cdot t_n$, urmează că pierderea totală de energie în cursul unui ciclu, deci cantitatea totală de căldură degajată de motor în acest timp, este dată de expresia:

$$\Delta A_p + \Delta P_x \cdot t_n + \Delta A_f .$$

Cum cantitatea de căldură transmisă mediului ambiant în timpul funcționării motorului în regim stabilizat, dacă bine înțeles motorul este bine utilizat, este $\Delta P_n t_n$; aceea transmisă în timpul pauzei t_r a motorului, $\beta \Delta P_n \cdot t_r$; iar acelea transmise în timpul pornirii și frînării, cînd constanta globală de răcire variază între valoarea A_r, corespunzătoare pauzei motorului, și valoarea A, corespunzătoare funcționării în regim stabilizat, $\frac{\beta+1}{2} \Delta P_n \cdot t_p$ și respectiv $\frac{\beta+1}{2} \Delta P_n \cdot t_f$, urmează că ecuația bilanțului termic al motorului, în timpul unui ciclu, este dată de relația:

$$\Delta A_p + \Delta P_x \cdot t_n + \Delta A_f = \frac{\beta+1}{2} \Delta P_n \cdot t_p + \Delta P_n \cdot t_n + \frac{\beta+1}{2} \Delta P_n \cdot t_f + \beta \Delta P_n t_r \tag{8-50}$$

Între durata $t_c = t_p + t_n + t_f + t_r$ a unui ciclu și numărul admisibil co de conectări pe oră, avem relația evidentă:

$$t_c = \frac{3600}{co} \tag{8-51}$$

Pe de altă parte

$$t_p + t_n + t_f = t_c \cdot D_A = \frac{3600}{co} D_A . \tag{8-52}$$

Din relațiile (8-51) și (8-52) rezultă imediat durata de funcționare stabilă t_n:

$$t_n = \frac{3600}{co} D_A - (t_p + t_f) \tag{8-53}$$

Din relația $t_r = t_c - (t_p + t_n + t_f)$, rezultă, ținînd seama de relațiile (8-51) și (8-52), durata perioadei de repaus, de pauză, a motorului:

$$t_r = \frac{3600}{co} (1 - D_A) . \tag{8-54}$$

Introducînd acum, valorile duratelor t_n și t_r, date de relațiile (8-53) și (8-54), în relația (8-50), obținem:

$$\Delta A_p + \Delta P_x \left[\frac{3600}{co} D_A - (t_p + t_f) \right] + \Delta A_f = \frac{\beta+1}{2} \Delta P_n \cdot (t_p + t_f) + \Delta P_n \left[\frac{3600}{co} D_A - (t_p + t_f) \right] + \beta \Delta P_n \frac{3600}{co} (1 - D_A) ,$$

sau, trecînd într-un membru numai termenii în co și scoțind pe $\frac{3600}{co}$ în factor comun:

$$\Delta A_p + \Delta A_f - \Delta P_x (t_p + t_f) - \frac{\beta + 1}{2} \Delta P_n (t_p + t_f) + \Delta P_n (t_p + t_f) =$$

$$= \frac{3600}{co} \left[\Delta P_n \cdot D_A - \Delta P_x D_A + \beta \cdot \Delta P_n (1 - D_A) \right] .$$

Din această din urmă relație rezultă numărul admisibil de conectări pe oră:

$$co = 3600 \frac{\Delta P_n \beta (1 - D_A) + \Delta P_n \cdot D_A \left(1 - \frac{\Delta P_x}{\Delta P_n}\right)}{\Delta A_p + \Delta A_f - \left[\frac{\beta + 1}{2} \Delta P_n + \Delta P_x - \Delta P_n\right] (t_p + t_f)} \quad (8\text{-}55)$$

Cu notația:

$$\alpha = \left(\Delta P_x + \frac{\beta + 1}{2} \Delta P_n - \Delta P_n \right) (t_p + t_f) ,$$

relația (8-55) se mai poate scrie:

$$co = 3600 \frac{\Delta P_n \cdot \beta (1 - D_A) + \Delta P_n \cdot D_A \left(1 - \frac{\Delta P_x}{\Delta P_n}\right)}{\Delta A_p + \Delta A_f - \alpha} . \quad (8\text{-}56)$$

Mărimea α, care intră în relația (8-56), este relativ mică față de suma $\Delta A_p + \Delta A_f$ a pierderilor de energie la pornirea și frînarea motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit. Ea este, obișnuit, de $2 \div 4\%$ din această sumă. În consecință, o putem neglija. În acest caz, relația (8-56) devine:

$$co = 3600 \frac{\Delta P_n \beta (1 - D_A) + \Delta P_n D_A \left(1 - \frac{\Delta P_x}{\Delta P_n}\right)}{\Delta A_p + \Delta A_f} . \quad (8\text{-}57)$$

Admițînd că, în regim stabilizat, motorul lucrează cu puterea sa nominală P_n, cu alte cuvinte, că $\Delta P_x = \Delta P_n$, ultima relație se reduce la:

$$co = 3600 \frac{\Delta P_n \beta (1 - D_A)}{\Delta A_p + \Delta A_f} . \quad (8\text{-}58)$$

Din analiza acestei formule, se pot deduce mijloacele prin care putem să mărim numărul admisibil de conectări ale motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit. Pentru aceasta, trebuie, în primul rînd, să mărim pierderile nominale ΔP_n și coeficientul β (raportul dintre răcirea globală A_r a motorului în perioada de repaus a acestuia și răcirea globală A din timpul funcționării motorului cu viteza de regim). Pentru mărirea pierderilor nominale, se folosesc la construcția motorului materiale izo-

lante cu rezistență mare la căldură; iar mijlocul cel mai eficace de mărire a coeficientului β este folosirea unei ventilații independente a motorului, aceeași și în timpul funcționării motorului cu viteză de regim și în timpul repausului. În al doilea rînd, trebuie să micșorăm pierderile de energie ΔA_p și ΔA_f din timpul perioadelor de pornire și de frînare a motorului. După cum rezultă din paragraful (7-3), micșorarea pierderilor de energie, în decursul regimurilor tranzitorii de pornire și de frînare ale motorului se poate realiza prin reducerea momentului de volant GD_r^2 al acționării. Se mai pot micșora aceste pierderi de energie, după cum rezultă din același paragraf (7-3), folosind un motor cu număr variabil de poli și efectuînd procesele de pornire, oprire și inversare a sensului de mers în trepte. De obicei se folosesc motoare cu două numere de poli și se efectuează procesele de mai sus în două trepte. Se obține, în acest fel, o reducere a energiilor, pierdute în procesul de pornire și cel de frînare, cuprinsă între $2 \div 3$ ori față de pierderile de energie la pornirea și frînarea într-o singură treaptă.

CAPITOLUL IX

COMANDA ACȚIONARILOR ELECTRICE

9-1. Noțiuni introductive

Sub numele de *comandă a acționărilor electrice* se înțeleg operațiunile care permit pornirea, reglarea vitezei, frînarea, schimbarea sensului de rotație sau, cum se mai spune, inversarea acestui sens, și oprirea unei acționări.

Toate aceste operații se realizează cu ajutorul aparatajului respectiv, care poate fi acționat sau *„comandat"* manual sau automat.

Aparatajul comandat manual constă din: întrerupătoare, cu pîrghie sau cu tambur, reostate de pornire, reostate de reglaj, diferite tipuri de comutatoare și controlere, a căror descriere și funcționare a fost dată în vol. II al acestei lucrări.

Folosirea aparatajului cu comandă manuală este legată de un timp, relativ îndelungat, necesar efectuării comenzilor, ceea ce are drept urmare o scădere a productivității mecanismelor acționate, mai ales cînd funcționarea acestor mecanisme impune un mare număr de porniri în unitatea de timp, sau cînd, în cursul funcționării lor, se impune reglajul vitezei acționării.

În cazul acționărilor electrice puternice, comanda manuală cere eforturi mari manipulantului care execută această comandă, iar uneori ea este, practic, imposibilă.

Pentru remedierea acestor dezavantaje pe care le prezintă comanda manuală, s-a căutat să se automatizeze, parțial sau total, comanda acționărilor electrice, ceea ce s-a putut realiza prin construirea unui aparataj special de comandă, prin contactoare, aparataj mult mai perfecționat decît acela pentru comanda manuală.

Avantajele principale ale comenzii prin contactoare sînt:

— posibilitatea comenzii de la distanță a mașinilor și aparatelor;

— posibilitatea automatizării pornirii și opririi motoarelor de acționare;

— dimensiuni reduse ale aparatajului și ușurința manipulării lui;

— ușurința realizării diferitelor feluri de protecție;

— ușurința realizării diferitelor feluri de blocare, înlăturîndu-se astfel posibilitatea unor operațiuni greșite; ceea ce atrage după sine mărirea siguranței de funcționare a acționării și a păstrării sale în bună stare;

— executarea aparatajului din elemente standardizate, ceea ce ușurează întreținerea și înlocuirea acestuia și permite adaptarea aparatajului la schimbările condițiilor de lucru.

Schemele de automatizare ale acționărilor electrice conțin următoarele circuite principale:

— circuitele de forță, cu alte cuvinte, circuitele folosite pentru alimentarea motoarelor electrice;

— circuitele de comandă, care alimentează bobinele contactoarelor ce acționează asupra circuitelor de forță;

— circuitele legăturilor de blocare, care asigură succesiunea operațiunilor diferitelor mecanisme ale acționării electrice în dependență de alte mecanisme;

— circuitele de semnalizare, care asigură controlul funcționării, în orice moment, a acționării electrice sau a diferitelor elemente ale acestei acționări.

Dacă ultimele două circuite, cele de blocare sau cele de semnalizare, pot lipsi din schema de automatizare, primele două circuite sînt obligatorii pentru o astfel de schemă.

Comanda automată a acționării electrice se execută prin intermediul unui aparat de comandă. Acesta permite personalului de serviciu punerea în funcționare a acționării și dă posibilitatea acestui personal sau unui organ al mecanismului executor să regleze viteza acționării sau să oprească acționarea.

Aparatele de comandă sînt de trei tipuri: cu butoane, cu tamburi și cu came.

Cele mai simple, din punct de vedere constructiv, sînt aparatele cu butoane. Ele permit o comutare simplă în circuitele de comandă prin simpla apăsare pe un buton. Prin apăsarea acestuia, o punte mobilă de contact închide sau deschide anumite contacte ale circuitului de comandă. Puntea mobilă de contact revine la poziția sa inițială, sub influența unui arc, de îndată ce încetează apăsarea asupra butonului.

Dacă apăsarea butonului urmează să se facă cu piciorul sau de un anumit organ al mecanismului acționat, aparatele de comandă cu butoane au o construcție potrivită acestui scop.

Pentru comanda mai multor mecanisme de acționare, diferitele butoane de comandă sînt grupate în *posturi de comandă cu butoane*.

Aparatele acestea de comandă, cu butoane, se folosesc atunci cînd se cere ca același mecanism de acționare să fie comandat din mai multe puncte.

Aparatele de comandă cu tambur (controlerele cu tambur) permit executarea unor comutări mai complicate în circuitele de comandă față de comutările ce pot fi executate cu ajutorul unui aparat de comandă cu butoane. Aceste controlere de comandă cu tamburi nu se deosebesc principial de controlerele obișnuite cu tambur. Ele sînt alcătuite dintr-o serie de contacte deget care alunecă pe segmenții tamburului comutator.

Aparatele de comandă cu came (controlerele cu came) îndeplinesc aceleași funcțiuni ca și controlerele de comandă cu tambur. Dispozitivul de contacte ale controlerului cu came este alcătuit din niște contacte fixe

și niște punți mobile de contact. Acestea din urmă sînt deplasate și lipite de contactele fixe prin intermediul unor came fixate pe un ax care se poate învîrti. Profilul camelor corespunde schemei de comutare care trebuie realizată.

9-2. Schemele de comandă automată

Schemele electrice obișnuite sînt adeseori incomode, greu de descifrat, în cazul unei comenzi automate, din cauza numărului mare de circuite, alimentate de multe ori cu curenți și cu tensiuni diferite.

De aceea, pentru reprezentarea schemelor de comandă automată se folosesc așa numitele *scheme desfășurate.*

Într-o astfel de schemă, sînt reprezentate toate elementele tuturor aparatelor care intră în schemă, înșirate în ordinea trecerii curentului prin circuite, pornind de la un pol al sursei de curent pînă la cel de al doilea pol. În aceste scheme, urmărindu-se succesiunea funcționării în timp a tuturor aparatelor din schemă și a elementelor care le compun, se poate ca unele elemente ale unui aparat să apară, de exemplu, la începutul schemei, iar altele la mijlocul sau la sfîrșitul acesteia. Mai mult, se admite reprezentarea diferitelor elemente ale aceluiași aparat nu numai în puncte diferite ale aceleiași scheme, ci chiar pe desene diferite, așa cum se obișnuiește frecvent în cazul schemelor complexe.

Schemele desfășurate se mai numesc și *scheme de succesiune principială,* deoarece examinarea lor după un anumit sens (de sus în jos, sau de la stînga la dreapta, oglindește limpede succesiunea funcționării în timp a diferitelor aparate, care intră în schemă, și a elementelor lor.

Ținînd seama de cele de mai sus, regulile care stau la baza unei bune întocmiri a schemelor desfășurate sînt cele de mai jos:

— elementele tuturor aparatele, care intră într-o schemă de comandă automată, sînt situate în schema desfășurată altfel decît sînt ele situate în realitate, urmărindu-se prin această așezare arătarea succesiunii funcționării lor, scoaterea în evidență a diferitelor circuite legate în paralel și descifrarea ușoară a schemei;

— toate elementele aceluiași aparat sînt reprezentate, într-o schemă desfășurată, prin același simbol literal, iar pentru a deosebi un element de altul, ele se reprezintă prin diferite simboluri grafice;

— toate circuitele de forță sînt trasate, în schemele desfășurate, cu linii groase, iar circuitele de comandă, de blocare, sau de semnalizare, cu linii subțiri;

— toate elementele aparatelor, care intră într-o schemă de comandă automată, sînt reprezentate în schema desfășurată în poziție normală, considerîndu-se drept poziție normală, în mod convențional, poziția în care prin bobinele aparatului nu trece nici un curent, iar contactele aparatului nu sînt supuse nici unei acțiuni mecanice exterioare.

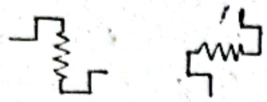
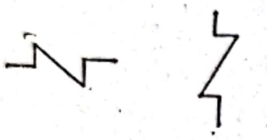
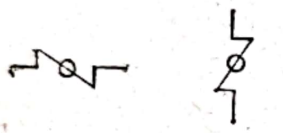
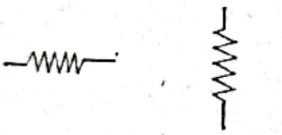
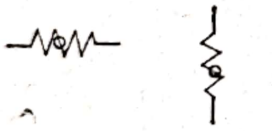
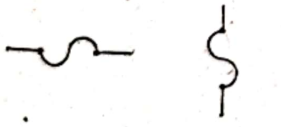
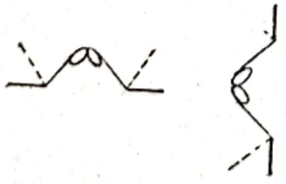
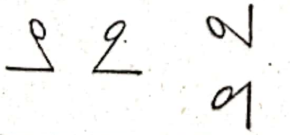
Este de observat, în legătură cu aceasta, că toate contactele se împart în *contacte normal deschise* (n.d) și *contacte normal închise* (n.î).

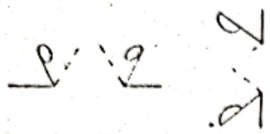
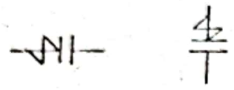
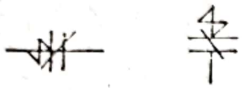
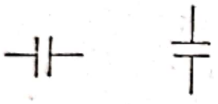
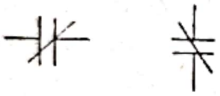
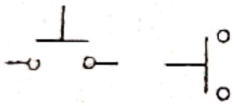
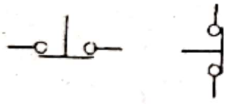
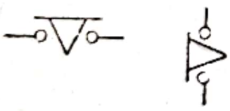
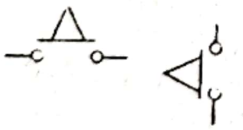
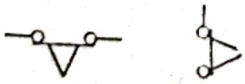
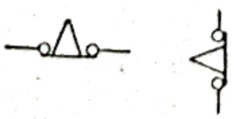
În tabela (9-1) sînt date simbolurile grafice și literale ale elementelor diferitelor aparate care intră obișnuit într-o schemă de comandă. Pentru o orientare mai ușoară cu privire la simbolurile grafice din această tabelă trebuie avute în vedere următoarele reguli:

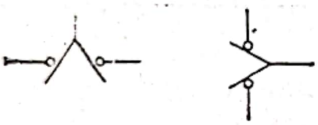
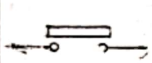
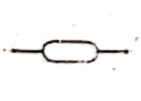
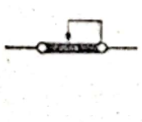
Scanned with OKEN Scanner

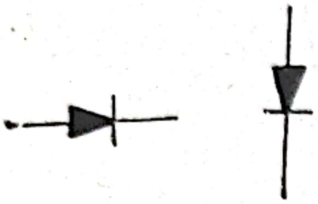
Tabela 9-1

Simbolurile grafice şi literale ale elementelor aparatelor dintr-o schemă de comandă

Simbol grafic	Denumirea aparatului	Simbol literal
	Bobina de atracţie a unui contactor	*KL* — contactor de linie *KI* — contactor pentru mers înainte *KN* — contactor pentru mers înapoi *KA* — contactor de accelerare *KF* — contactor de frînare *KCI* — contactor de cuplare inversă Contactele contactoarelor se notează cu acelaşi simbol literal ca şi bobinele lor
	Bobina serie a unui releu	
	Bobina serie a unui releu, cu inel de cupru	
	Bobina derivaţie a unui releu	*RM* — releu maximal *RT* — releu de tensiune *RI* — releu intermediar *Rθ* — releu termic *Rt* — releu de timp
	Bobina derivaţie a unui releu, cu inel de cupru	*RA* — releu de accelerare *RP* — releu de presiune *RN* — releu de tensiune nulă Contactele releelor se notează cu acelaşi simbol literal ca şi bobinele lor
	Elementul de încălzire al unui releu termic	*KK* — controler de comandă *LC* — limitator de cursă *LCR* — limitator de cursă la ridicare *LCC* — limitator de cursă la coborîre *LCI* — limitator de cursă înainte
	Contacte normal închise ale unui releu termic fără revenire +	
	Contacte normal deschise ale unui releu maximal, cu revenire automată +	

Simbol grafic	Denumirea aparatului	Simbol literal
	Contacte normal deschise ale unui releu maximal, cu revenire manuală	*LCN* — limitator de cursă înapoi *P* — buton pornire *O* — buton oprire *BI* — buton pentru mersul înainte *BN* — buton pentru mersul înapoi
	Contacte principale n. d. ale unui contactor, cu bobină de stingere	
	Contacte principale n. î. ale unui contactor, cu bobină de stingere	
	Contacte de blocare n. d. ale unui contactor	
	Contacte de blocare n. î ale unui contactor	
	Contacte n. d. ale butonului de comandă	
	Contacte n. î. ale butonului de comandă	
	Contacte n. d. ale releului de timp, cu întîrziere la închidere	
	Contacte n. d. ale releului de timp cu întîrziere la deschidere	
	Contacte n. î. ale releului de timp cu temporizare la deschidere	
	Contacte n. î. ale releului de timp cu temporizare la închidere	

Simbol grafic	Denumirea aparatului	Simbol literal
	Contacte normal deschise ale controlerului de comandă +	
	Contacte normal închise ale controlerului de comandă +	
	Contacte normal deschise ale releului centrifugal +	
	Contacte normal închise ale releului centrifugal +	
	Contactele normal deschise ale limitatorului de cursă	
	Contacte n. î. ale limitatorului de cursă +	
	Siguranță fuzibilă	S
	Întrerupător	In
	Rezistență fixă	R
	Rezistență reglabilă	R
	Reostat	R_c

Simbol grafic	Denumirea aparatului	Simbol literal
	Lampă de semnalizare	*LR* — lampă roșie *LV* — lampă verde *LA* — lampă albastră
	Redresor uscat	*RU*

— la reprezentarea grafică a contactelor s-a convenit ca, atunci cînd asupra unui aparat se exercită o acțiune electrică sau mecanică, cu alte cuvinte, atunci cînd aparatul trece din poziția normală în poziția de funcționare, părțile mobile ale contactelor se mișcă de sus în jos sau de la stînga la dreapta, cu excepția acelora prevăzute cu o cruce (+) ;

Denumirea contactelor	Poziția contactelor								
	Înainte				0	Înapoi			
	4	3	2	1		1	2	3	4
KL	×	×	×	×		×	×	×	×
1KI	×	×	×	×					
2KI	×	×	×	×					
1KN						×	×	×	×
2KN						×	×	×	×
KA_1	×	×	×				×	×	×
KA_2	×	×						×	×
KA_3	×								×

Fig. 9-1. Diagrama de controler pentru motorul din fig. 9-2

— un triunghi aflat lîngă contacte arată o întîrziere în funcționarea contactelor, o temporizare în funcționarea lor, cum se mai spune, și anume : orientarea vîrfului arată sensul de întîrziere ; astfel, dacă orientarea vîrfului coincide cu sensul de închidere, contactul este cu întîrziere la închidere ; la deschidere, însă, desfacerea contactelor se face fără temporizare.

În cazul comenzii prin controlere se indică, în mod obișnuit, diagrama controlerului, care arată ordinea de conectare a diferitelor elemente din schemă. Asemenea *diagrame de controlere* se folosesc, în același scop, și în cazul cînd comanda nu este făcută cu ajutorul unui controler.

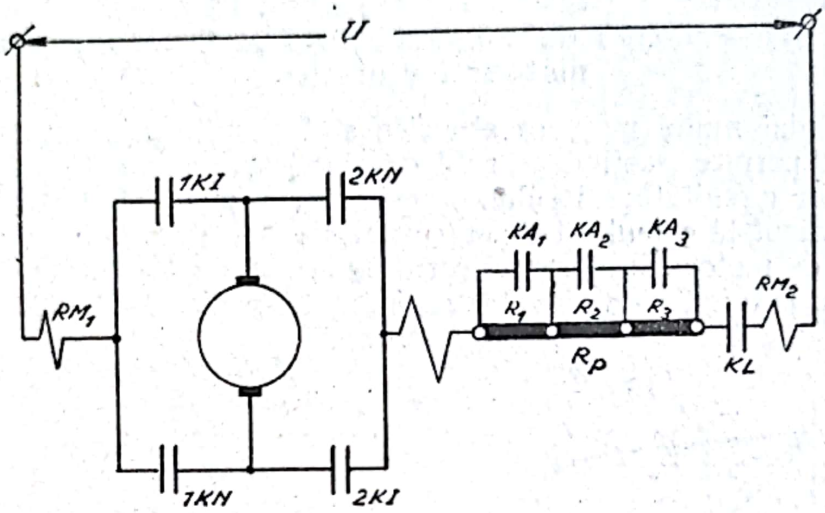


Fig. 9-2. Schema desfășurată a unui motor serie reversibil

Astfel, în fig. 9-1 este dată diagrama de controler a motorului reversibil, cu excitația serie, a cărui schemă desfășurată este reprezentată în fig. 9-2. Poziția 0 (zero) corespunde stării de repaus a motorului. În această poziție, nici unul din contacte nu este închis. Prima poziție (1) de la mersul înainte corespunde pornirii motorului. În această poziție, sînt închise contactele KL, $1KI$ și $2KI$ ale contactorului de linie KL și ale contactorului pentru mersul înainte KI, motorul fiind, astfel, legat la rețea și avînd înserată în circuitul său întreaga rezistență a reostatului de pornire R_p. Pozițiile 2, 3 și 4 corespund scoaterii rezistențelor R_1, R_2 și R_3 din circuitul motorului prin închiderea contactelor KA_1, KA_2, KA_3 ale contactoarelor de accelerare respective. În poziția 4, cînd contactele KL, $1KI$, $2KI$, KA_1, KA_2 și KA_3 sînt închise, motorul este în plină funcțiune, lucrînd pe caracteristica sa mecanică naturală.

Pentru oprirea motorului, se deschid succesiv contactele KA_3, KA_2 și KA_1 ale contactoarelor de accelerare introducîndu-se astfel, pe rînd, toate cele trei trepte de rezistență ale reostatului de pornire R_p; se închid apoi, contactele $1KI$ și $2KI$ ale contactorului pentru mersul înainte și, în sfîrșit, se deschide contactul KL al contactorului de linie.

Pornirea în sens invers se face la fel ca și pornirea „înainte": se închid contactele KL ale contactorului de linie, apoi contactele $1KN$ și $2KN$ ale contactorului de mers înapoi și, în sfîrșit, se închid pe rînd contactele KA_1, KA_2, KA_3 ale contactoarelor de accelerare.

În legătură cu cele spuse mai sus, este de observat că la simbolul literal al elementelor identice ale aceluiași aparat se pune, în fața simbolului, un număr de ordine: 1, 2, ...; iar simbolurile literale ale aparatelor care au același rol primesc un indice după aceste simboluri. Astfel cele două contacte normal deschise, din schema dată în fig. 9-2, ale

contactorului de mers înainte KI, a cărui bobină nu este reprezentată în figură, se notează, așa cum s-a notat, cu $1KI$ și $2KI$; iar cele trei contactoare de accelerare și, deci, contactele acestora (singurele reprezentate în schema din fig. 9-2) se notează cu KA_1, KA_2 și KA_3.

9-3. Principii de comandă automată la pornirea motoarelor electrice

Cele mai multe motoare electrice sînt pornite prin intermediul unui reostat de pornire, scoțînd pe rînd diferite trepte de rezistență ale acestui reostat din circuitul motorului. Aceste trepte sînt astfel calculate, după cum am văzut la calculul lor pentru diferite tipuri de motoare, încît cuplul dezvoltat de motor sau curentul cerut de acesta de la rețea, în timpul procesului de pornire, să varieze între anumite limite $M_M \div M_m$ sau $I_M \div I_m$.

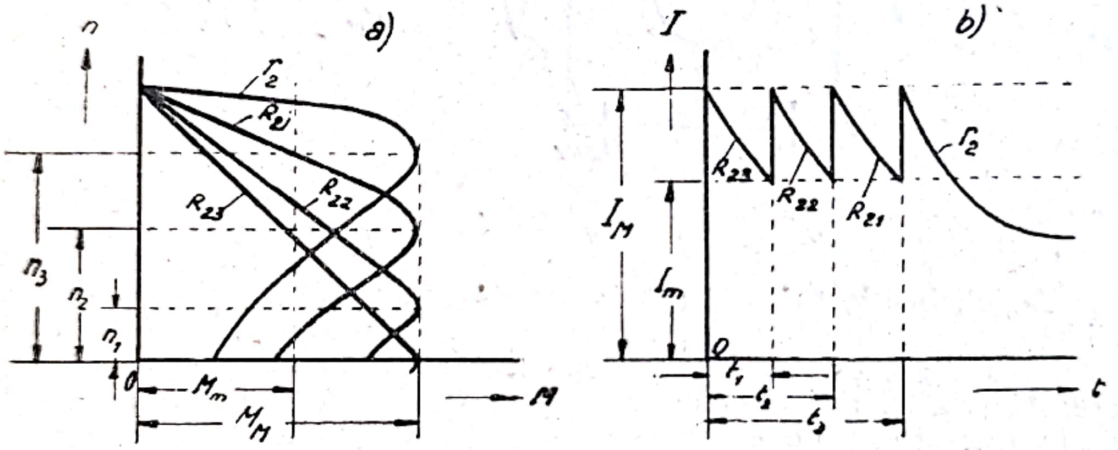


Fig. 9-3. Diagramele de pornire ale unui motor asincron

În fig. 9-3 *a* și 9-3 *b* sînt date diagramele de pornire ale unui motor asincron cu inele colectoare, prevăzut cu un reostat de pornire cu trei trepte. Rezistențele celor trei trepte: $R_3 = R_{23} - r_2$, $R_2 = R_{22} - r_2$ și $R_1 = R_{21} - r_2$ sînt astfel calculate, încît cuplul dezvoltat de motor, în decursul procesului de pornire, variază între valoarea maximă M_M și valoarea minimă M_m; iar curentul, între valoarea maximă I_M și valoarea minimă I_m.

Din examinarea acestor diagrame rezultă că, pentru o pornire corectă, prima treaptă de rezistență trebuie scoasă atunci cînd cuplul dezvoltat de motor a ajuns la valoarea minimă M_m, sau atunci cînd curentul cerut de motor de la rețea a ajuns la valoarea minimă I_m, sau atunci cînd viteza motorului a ajuns la valoarea n_1, sau, în sfîrșit, după timpul t_1 de la pornirea motorului. La fel, celelalte trepte de rezistență ale reostatului de pornire vor trebui scoase atunci cînd cuplul sau curentul ajung la valorile lor minime, sau atunci cînd vitezele motorului ajung la valoarea n_2 și, respectiv, n_3, sau după timpurile t_2, respectiv t_3 de la începutul procesului de pornire.

Așadar, pornirea corectă a motorului poate fi făcută fie în funcție de cuplul dezvoltat de motor, fie în funcție de curentul cerut de acesta de la rețea, fie în funcție de timpul scurs de la începutul procesului de pornire.

Indiferent de mărimea în funcție de care se face pornirea motorului, este evident că respectarea condițiilor unei porniri corecte se poate realiza mai sigur printr-o comandă automată decît printr-o comandă manuală.

Avîndu-se în vedere prețul destul de ridicat al contactoarelor, cu ajutorul cărora se realizează comanda automată, și al releelor respective, numărul treptelor de pornire ale reostatului, atunci cînd nu sînt impuse condițiuni speciale, se ia mai mic decît în cazul comenzilor manuale. Foarte rar, acest număr depășește 3—4 trepte, cu acest număr putîndu-se asigura o pornire destul de lină.

Obișnuit, comanda automată a pornirii motoarelor se realizează în funcție de viteză, în funcție de curent, sau în funcție de timp. În paragrafele următoare se vor examina principiile de comandă automată în funcție de aceste mărimi.

9-4. Comanda automată a pornirii motoarelor în funcție de viteză

Evident, comanda automată de pornire a motoarelor în funcție de viteza lor de rotație s-ar putea realiza cu ajutorul releelor mecanice centrifugale, ale căror contacte se închid de îndată ce viteza de rotație a unuia din organele lor, viteză legată de viteza de rotație a motoarelor, depășește o anumită valoare și rămîn închise atîta timp cît viteza nu scade sub această valoare, scurtcircuitînd prin această închidere treptele respective ale reostatului de pornire. Datorită, însă, construcției lor complicate, releele mecanice centrifugale sînt foarte rar întrebuințate, folosindu-se, obișnuit, fie *principiul proporționalității forțelor electromotoare*, fie *principiul proporționalității frecvențelor*.

Principiul proporționalității f.e.m. se aplică în cazul motoarelor de curent continuu, la care f.e.m. ce ia naștere în indusul motorului este proporțională cu viteza de rotație a acestuia. Tensiunea produsă de f.e.m. se aplică, atunci, la bornele releelor sau contactoarelor care, închizîndu-și contactele lor, normal deschise, pentru anumite valori ale tensiunii aplicate, deci pentru anumite valori ale forțelor electromotoare, și, în consecință, pentru anumite viteze ale motorului, scurtcircuitează treapta respectivă a reostatului de pornire.

Pentru înțelegerea mai limpede a acestui principiu de comandă în funcție de viteză, să considerăm cazul unui motor de curent continuu cu excitație derivație, motor a cărui schemă de comandă este dată în fig. 9-4. Contactoarele de accelerare KA_1, KA_2, KA_3, ale căror contacte sînt notate cu aceleași simboluri literale, sînt reglate pentru anumite tensiuni, astfel încît ele își atrag armăturile lor, închizîndu-și contactele lor normal deschise, abia atunci cînd tensiunea la borne atinge valoarea pentru care au fost reglate, valoare corespunzătoare unei anumite f.e.m., deci unei anumite viteze de rotație a motorului.

Pornirea motorului începe în momentul închiderii contactelor KL ale contactorului de linie a cărui bobină nu este figurată în schema din fig. 9-4. În acest moment, deoarece forța electromotoare a motorului,

$$E = K_E n \Phi$$

este zero, fiindcă viteza sa de rotație este zero, tensiunea aplicată la bornele contactoarelor de accelerare KA_1, KA_2 și KA_3 (fig. 9-4 *a*) este foarte mică, egală doar cu căderea de tensiune în înfășurarea indusului. Curenții produși de această tensiune în bobinele contactoarelor de accelerare nu sînt suficienți pentru a provoca atragerea armăturilor lor și contactele KA_1, KA_2 și KA_3 ale acestor contactoare, contacte normal deschise, rămîn

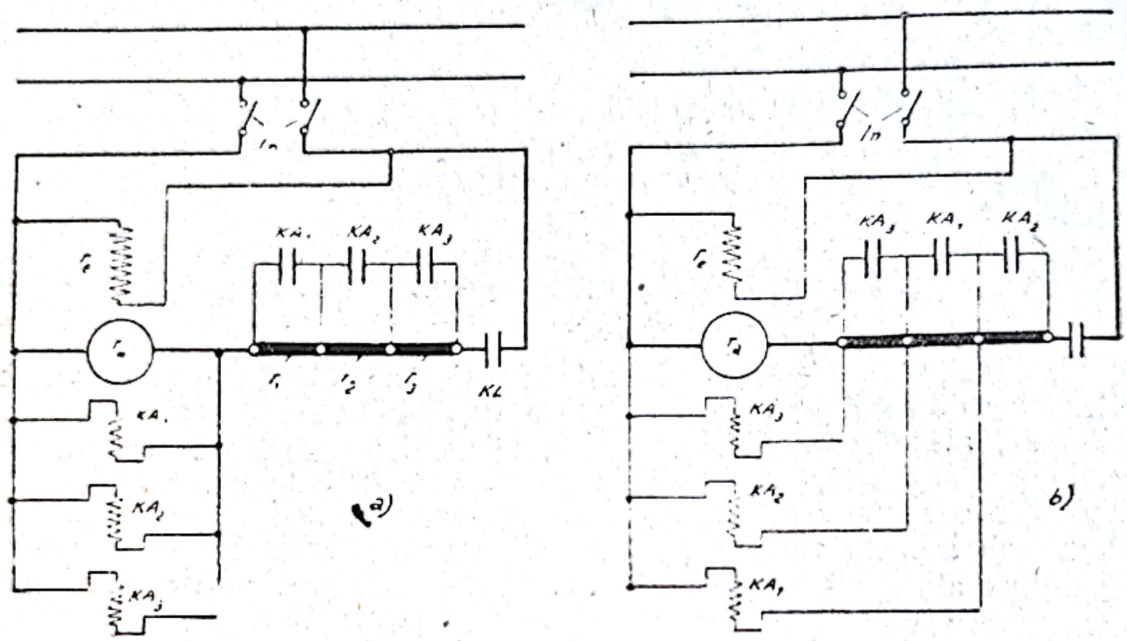


Fig. 9-1. Schema de pornire automată a unui motor de curent continuu cu excitația derivație după principiul proporționalității f. e. m.

deschise și mai departe. Pe măsură, însă, ce viteza de rotație a motorului crește, crește forța sa electromotoare și, deci, tensiunea la bornele bobinelor contactoarelor de accelerare. Cînd viteza de rotație ajunge la o anumită valoare n_1, tensiunea produsă de f.e.m. $E = K_E n_1 \Phi$ este în măsură să producă în bobina contactorului de accelerare KA_1, reglat pentru această valoare a tensiunii, un curent suficient pentru a atrage armătura contactorului. Contactul normal deschis KA_1 al acestui contactor se închide și scurtcircuitează rezistența r_1, scurtcircuitează prima treaptă de pornire a reostatului. Viteza continuînd să crească, crește și f.e.m. E și cînd viteza ajunge la valoarea n_2, tensiunea produsă de f.e.m. $E_2 = K_E n_2 \Phi$, tensiune pentru care a fost reglat contactorul KA_2, provoacă atragerea armăturii acestui contactor și contactorul închizîndu-și contactele sale normal deschise KA_2 scurtcircuitează cea de a doua treaptă de rezistență r_2, a reostatului de pornire. În acest timp contactorul KA_3, reglat pentru o tensiune mai mare, nu poate încă să-și atragă armătura sa și contactele sale KA_3, normal deschise, continuă a rămîne deschise, menținînd rezistența r_3 a ultimei trepte de pornire în circuitul indusului. Cînd, în sfîrșit, viteza motorului, care continuă să crească, ajunge la valoarea n_3, tensiunea produsă de forța electromotoare $E_3 = K_E n_3 \Phi$, tensiune pentru care a fost reglat ultimul contactor de accelerare, provoacă atragerea armăturii acestui contactor și contactele sale KA_3, închizîndu-se, scurtcircuitează și ultima

treaptă de rezistență a reostatului de pornire. Motorul ajunge, astfel, în plină funcțiune, lucrînd pe caracteristica sa mecanică naturală.

Comanda după schema din fig. 9-4 *a*, a cărei funcționare a fost descrisă mai sus, prezintă avantajul unei mari simplicități și al unui cost redus al aparatajului necesar, alcătuit doar din contactoarele de linie cu contactele lor.

Ea prezintă, însă, și două dezavantaje și încă foarte serioase.

În primul rînd, rezistența bobinelor contactoarelor variind cu temperatura lor, la pornirea motorului după o pauză îndelungată, cînd bobinele contactoarelor nu sînt încălzite și, deci, rezistența lor este mai mică, tensiunile la care vor intra în funcțiune aceste contactoare sînt mai mici decît tensiunile la care aceste contactoare intră în funcțiune atunci cînd pornirea motorului se face la un scurt interval de timp după o funcționare îndelungată a acestuia, cînd bobinele contactoarelor sînt încălzite și, deci, rezistența lor este mai mare. Chiar dacă se reglează tensiunea de intrare în funcțiune a contactoarelor, de atragere a armăturilor, după valoarea medie a rezistenței bobinelor, în stare rece, corespunzătoare unei pauze îndelungate, și în stare caldă, care corespunde unei funcționări îndelungate, vom avea totuși o pornire mai înceată a motoarelor la un scurt interval după o funcționare de durată a acestora și o pornire cu șocuri după o pauză îndelungată a motoarelor.

În al doilea rînd, faptul că tensiunile de intrare în funcțiune a contactoarelor de accelerare KA_1, KA_2, KA_3 trebuie să fie diferite, constituie cel de al doilea mare dezavantaj al acestei metode de pornire. Acest dezavantaj, însă, poate fi remediat, dacă se leagă aceste contactoare după schema din fig. 9-4 *b*. În acest caz, tensiunile de atragere a armăturilor vor fi, pentru cele trei contactoare KA_1, KA_2 și KA_3, respectiv:

$$U_1 = C_E n_1 + (r_a + r_3 + r_2) I,$$

$$U_2 = C_E n_2 + (r_a + r_3) I,$$

și

$$U_3 = C_E n_3 + r_a I.$$

Aceste tensiuni sînt destul de apropiate una de cealaltă, așa încît contactoarele pot fi alese pentru o aceeași tensiune $U_1 \cong U_2 \cong U_3$ de atragere a armăturilor lor.

Cu toate acestea, ținînd seama de primul dezavantaj, schemele de pornire a motoarelor electrice după principiul proporționalității forțelor electromotoare nu se întrebuințează decît rare ori și atunci numai pentru motoare de putere mică.

Pornirea în funcție de viteză, după principiul proporționalității frecvențelor, se aplică motoarelor asincrone și motoarelor sincrone pornite în asincron, la care frecvența motorului este, conform relației

$$f_2 = s \cdot f_1 = \frac{n_1 - n}{n_1} f_1,$$

proporțională cu viteza de rotație n a motorului. Urmează de aici că fiecărei viteze n, la care urmează să fie scurtcircuitată o treaptă de rezistență a reostatului de pornire, îi corespunde o frecvență determinată. Rea-

lizarea scurtcircuitării diferitelor trepte de rezistență ale reostatului de pornire, la anumite viteze ale motorului, deci la anumite frecvențe ale circuitului rotoric, se obține prin folosirea releelor de frecvență. Pornirea după principiul proporționalității frecvențelor se folosește adeseori la comanda pornirii motoarelor sincrone și numai rare ori în cazul motoarelor asincrone cu inele colectoare. Schemele obișnuite de pornire după acest principiu se vor vedea la studiul pornirii automate a motoarelor sincrone.

9-5. Comanda automată a pornirii motoarelor în funcție de curent

Curentul cerut de motor de la rețea, în decursul procesului de pornire, nu este constant, ci variază, așa cum rezultă din diagrama de pornire dată în fig. 9-3 *b*, între o valoare maximă I_M și o valoare minimă I_m. Valoarea maximă I_M este determinată, pe de o parte, de valoarea minimă a cuplului de pornire, valoare care trebuie să fie mai mare decît valoarea cuplului de sarcină cu care este încărcat motorul în momentul pornirii sale; iar, pe de altă parte, de valoarea maximum admisibilă pentru curentul de pornire, valoare compatibilă cu siguranța izolației înfășurării prin care trece acest curent.

Pentru înțelegerea mai ușoară a acestui principiu de comandă, să considerăm schema de pornire automată a unui motor de curent continuu, cu excitația derivație, avînd o singură treaptă de pornire, schemă dată în fig. 9-5. În această schemă:

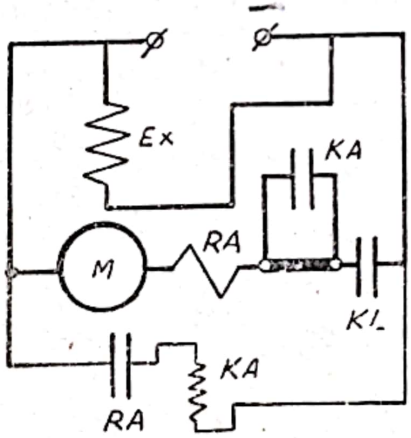


Fig. 9-5. Schema de pornire în funcție de curent, cu releu cu circuit magnetic ramificat

— *KL* este un contactor de linie, cu contactele sale normal deschise. În schemă sînt reprezentate numai contactele acestui contactor.

— *RA* este un releu de accelerare cu circuit magnetic ramificat, releu a cărui schemă este dată în fig. 9-6 *a* și a cărui funcționare va fi descrisă mai jos. În schemă sînt reprezentate atît bobina acestui releu, legată în serie cu circuitul principal al motorului, cît și contactele normal deschise ale releului de accelerare.

— *KA* este un contactor de accelerare. In schema sînt reprezentate atît bobina contactorului, cît și contactele sale normal deschise, contacte care scurtcircuitează, la închiderea lor, unica treaptă de rezistență a reostatului de pornire.

Funcționarea schemei din fig. 9-5 este următoarea: prin închiderea circuitului de comandă al contactorului de linie *KL*, miezul de fier al bobinei acestuia, care nu este reprezentată în schemă, atrage armătura contactorului și contactele sale normal deschise *KL* se închid. În felul acesta circuitul principal al motorului este legat la rețea și motorul, în circuitul căruia este înserată rezistența reostatului de pornire, pornește în condiții normale. Releul de accelerare intră în funcțiune, așa după cum se va arăta mai jos, abia după ce curentul din circuitul principal al motorului va scădea, ca urmare a creșterii vitezei de rotație, pînă la valoarea sa minimă. Cînd curentul ajunge la această valoare, bobina releului de accelerare atrage armătura contactorului, contactele normal deschise ale acestuia se închid și bobina contactorului de accelerare *KA*, fiind sub tensiune, intră în funcțiune: atrage armătura acestui contactor și închide, astfel, contactele normal deschise ale contactorului. Prin închiderea acestor contacte, se scurtcircuitează rezistența reostatului de pornire și curentul cerut de motor, care lucrează acum pe caracteristica sa mecanică naturală, continuă să scadă pînă ce cuplul dezvoltat de motor echilibrează cuplul de sarcină.

În momentul legării motorului la rețea, prin închiderea contactelor, normal deschise, ale contactorului de linie *KL*, ținînd seama de inductanța înfășurării induse, curentul din circuitul indusului variază foarte repede de la zero la valoarea sa maximă I_M după o curbă de forma aceleia reprezentată în fig. 9-6 *b*.

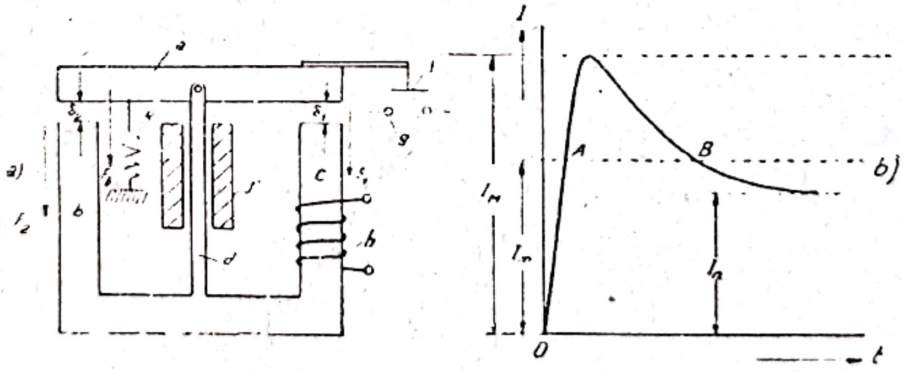


Fig. 9-6. Principiul funcționării releului cu circuit magnetic ramificat
a) Construcția releului; *b*) diagrama curentului din bobina releului la pornirea motorului

Cînd prin bobina *h*, legată în serie cu circuitul indusului, a releului de intensitate pentru accelerare *RA* nu trece curent, armătura *a* (fig. 9-6 *a*), sub acțiunea resortului *R*, care exercită asupra ei forța F_R, este trasă spre coloana *b* a miezului bobinei și îndepărtată de coloana *c* a acestui miez. Contactul mobil *f* al releului este, astfel, desfăcut de contactele fixe ale acestuia. Așadar, atunci cînd prin bobina *h* nu trece curent, contactele releului de accelerare sînt deschise. În scurta perioadă inițială de stabilire a curentului în circuitul indusului și, deci, în circuitul

bobinei *h*, cu toate că curentul ajunge la valoarea I_m (punctul *A* al diagramei din fig. 9-6 *b*), pentru care a fost reglat releul, coloana *c* a miezului de fier al releului nu poate atrage armătura *a*, deoarece fluxul magnetic produs de bobina *h* se închide în cea mai mare parte prin coloanele *b* și *c* ale miezului de fier (coloana *d* a acestui miez, avînd o secțiune mică, este puternic saturată) și

$$F_2 + F_b > F_1 .$$

Ca urmare, însă, a acțiunii demagnetizante a bobinei *j* de pe coloana *d* a miezului de fier, bobină legată în scurtcircuit, repartiția fluxului magnetic în cele trei coloane ale miezului se schimbă, fluxul închizîndu-se aproape în întregime prin coloanele *d* și *c*, și cînd curentul care trece prin bobina *h* ajunge, după ce a trecut prin valoarea sa maximă I_M din nou la valoarea sa minimă I_m (punctul *B* de pe diagrama din fig. 9-6 *b*), valoare pentru care a fost reglat releul,

$$F_2 + F_b < F_1$$

și armătura *a* este atrasă de coloana *c* a miezului de fier, ceea ce are drept urmare închiderea contactului mobil *f* peste contactele sale fixe. Releul de accelerare și-a închis, astfel, contactele sale.

Se înțelege că folosirea releului de accelerare cu circuit magnetic ramificat nu este singurul mijloc de realizare a pornirii automate, în funcție de curent, a motoarelor electrice.

9-6. Comanda automată a pornirii motoarelor în funcție de timp

După cum rezultă din diagrama de pornire a motorului asincron dată în fig. 9-3 *b*, diferitele trepte de rezistență ale reostatului de pornire trebuie scoase după anumite intervale de timp t_1, t_2, ... de la pornire, de la conectarea motorului la rețeaua de alimentare. Scoaterea, la intervalele de timp date, a acestor rezistențe se realizează cu ajutorul releelor de timp cu întîrziere la închiderea sau deschiderea contactelor lor.

După felul cum lucrează, releele de timp se împart în trei categorii: relee mecanice, relee electromagnetice și relee electronice.

Releele mecanice se folosesc, în general, pentru comanda automată a motoarelor asincrone; releele electromagnetice se folosesc, obișnuit, pentru comanda automată a motoarelor de curent continuu. Releele electronice au fost introduse abia în ultimul timp.

Temporizarea unui releu se determină pe baza diagramei de pornire a motorului. Astfel, pentru motoarele la care cuplul dinamic M_j variază liniar cu viteza de rotație a motorului, durata de accelerare de la viteza de rotație n_1 la viteza de rotație n_2, durată corespunzătoare funcționării pe o anumită treaptă de rezistență, se determină cu ajutorul relației:

$$t_{12} = \frac{GD_r^2}{375} \cdot \frac{n_2 - n_1}{M_{j1} - M_{j2}} \ln \frac{M_{j1}}{M_{j2}} ,$$

în care M_{j1} și M_{j2} sînt cuplurile dinamice corespunzătoare vitezelor n_1 și n_2.

Evident că, din această durată de temporizare a releului, trebuie să se scadă timpul necesar conectării contactoarelor de accelerare acționate

de releu. Acest timp depinde de natura curentului folosit de aceste contactoare și de mărimea lor. Astfel, pentru contactoarele de curent alternativ, timpul de conectare a contactorului este, după mărimea acestuia, de 0,05 ÷ 0,07 secunde; iar pentru contactoarele de curent continuu de 0,1 ÷ 0,4 s.

Schemele de comandă automată a motoarelor în funcțiune de timp prezintă marele avantaj de a fi, în general, simple și, în plus, de a da o mare siguranță a comenzilor executate după aceste scheme. Așa se explică folosirea pe o scară foarte întinsă a comenzilor după metoda de pornire în funcție de timp.

9-7. Comanda automată a pornirii și opririi în funcție de timp a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit

Comanda automată prin contactoare a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit este extrem de simplă în cazul cînd motorul asincron, în cursul funcționării sale, trebuie să se învîrtă într-un singur sens. Ea se reduce doar la conectarea statorului la rețeaua de alimentare sau la deconectarea sa de la această rețea. Schema desfășurată de comandă a unui astfel de motor este dată în fig. 9-7. În această schemă: I, II și III reprezintă cele trei conductoare de fază ale rețelei de alimentare; *S*, statorul motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit; *KL*, un contactor de linie; *Rθ*, un releu termic; *P* și *O*, butoanele de pornire și de oprire ale motorului.

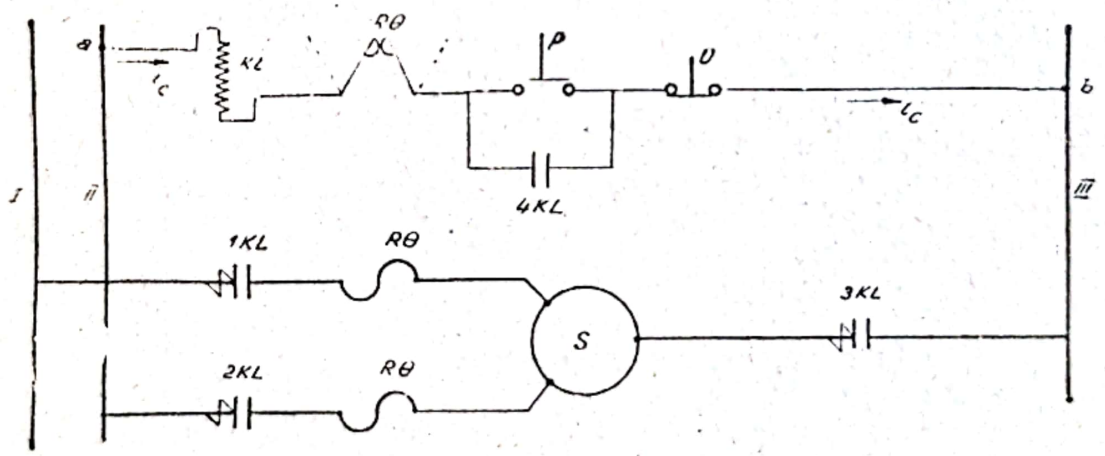


Fig. 9-7. Schema comenzii automate a unui motor asincron în scurtcircuit

Iată acum modul de funcționare a acestei scheme. Cînd se apasă pe butonul de pornire *P*, în circuitul închis *a* — bobina contactorului de linie KL — contactele normal închise ale releului termic *Rθ* — contactele acum închise, prin apăsarea butonului *P*, ale butonului de pornire, contacte care în mod normal sînt deschise — contactele normal închise ale butonului *O* de oprire — *b*, circuit legat între conductoarele de fază II și III ale rețelei de alimentare, se stabilește un curent i_c, curentul de comandă. Bobina *KL* a contactorului de linie, fiind străbătută de curentul de comandă i_c, determină atragerea, de către miezul de fier, a armăturii

contactorului de linie și acesta își închide astfel toate contactele sale normal deschise : $1KL$, $2KL$, $3KL$ și $4KL$. Prin închiderea contactului $4KL$, numit contact de blocare a contactorului de linie KL, apăsarea pe butonul de pornire P nu mai este necesară, curentul de comandă i_c închizîndu-se acum prin circuitul a — bobina contactorului KL — contactele normal închise ale releului termic $R\theta$ — contactul de blocare $4KL$ a contactorului de linie — contactele normal închise ale butonului de oprire — b. Prin închiderea contactelor principale, cu bobine de stingere a arcurilor, $1KL$, $2KL$ și $3KL$, bornele statorului S al motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit sînt legate la conductoarele I, II și III ale rețelei de alimentare și motorul începe să se învîrtă, lucrînd pe caracteristica sa mecanică naturală, pentru a ajunge în scurt timp în plină funcțiune, învîrtindu-se cu o viteză n corespunzătoare cuplului pe care trebuie să-l dezvolte motorul pentru echilibrarea cuplului său de sarcină.

Dacă, în cursul funcționării, motorul este încărcat peste sarcina sa nominală și încălzirea sa depășește încălzirea maximum admisibilă, determinată de clasa de izolație a izolanților folosiți în construcția motorului, elementele de încălzire $R\theta$ ale releului termic $R\theta$ determină deschiderea contactelor normal închise ale acestui releu și curentul de comandă i_c este întrerupt. Bobina contactorului de linie KL ne mai fiind străbătută de curent, armătura acestuia, sub influența resortului care lucrează asupra sa, se desprinde de miezul de fier al bobinei și întrerupe, desface, toate contactele sale $1KL - 4KL$, readucîndu-le la poziția lor normală deschisă. Prin desfacerea contactelor principale $1KL$, $2KL$ și $3KL$ ale contactorului de linie, statorul S al motorului este deconectat de la rețea și motorul se oprește. După răcirea motorului și readucerea contactelor releului termic $R\theta$ la poziția lor închisă, ceea ce se realizează, după cum s-a văzut în vol. II al acestei lucrări, cu ajutorul unui buton cu care este prevăzut releul termic, motorul poate fi din nou pornit, așa după cum s-a arătat mai sus.

Pentru oprirea motorului este suficient să apăsăm pe butonul de oprire O, care deschizîndu-și, astfel, contactele sale care în mod normal sînt închise, întrerupe curentul de comandă i_c. Prin bobina contactorului de linie KL ne mai trecînd curent, contactele acestuia revin la poziția lor normal deschisă și statorul S al motorului, ne mai fiind alimentat cu curenți de la rețea, motorul se oprește.

Comanda motorului se complică puțin, atunci cînd mecanismul executor al acționării cere inversarea sensului de mers al motorului. Schimbarea sensului de mers al motorului se realizează printr-un al doilea contactor care, prin sistemul său de contacte, inversează legăturile cu rețeaua de alimentare a două dintre fazele statorului.

Schema comenzii automate prin contactoare a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, motor al cărui sens trebuie schimbat în cursul funcționării sale, este dată în fig. 9-8. În această figură S reprezintă, ca și în cazul precedent, statorul motorului asincron ; KLI, contactorul pentru mersul înainte ; KLN, contactorul pentru mersul înapoi ; $R\theta$, releul termic ; PI și OI, butoanele de pornire și de oprire pentru mersul înainte ; iar PN și ON butoanele de pornire și oprire pentru mersul înapoi.

Prin apăsarea butonului de mers înainte PI, un curent de comandă se stabilește în circuitul în care este legată bobina KLI a contactorului

de linie pentru mersul înainte. Contactorul *KLI* își închide contactele sale normal deschise, printre care și contactele sale principale 1*KLI*, 2*KLI* și 3*KLI*. Aceste contacte stabilesc legătura între conductoarele I, II și III ale rețelei de alimentare a motorului și bornele *A*, *B*, *C* ale statorului, legînd anume conductorul I cu borna *A*, conductorul II cu borna *B* și conductorul III cu borna *C*. Statorul fiind legat la rețeaua de alimentare pornește într-un anumit sens: sensul de mers înainte.

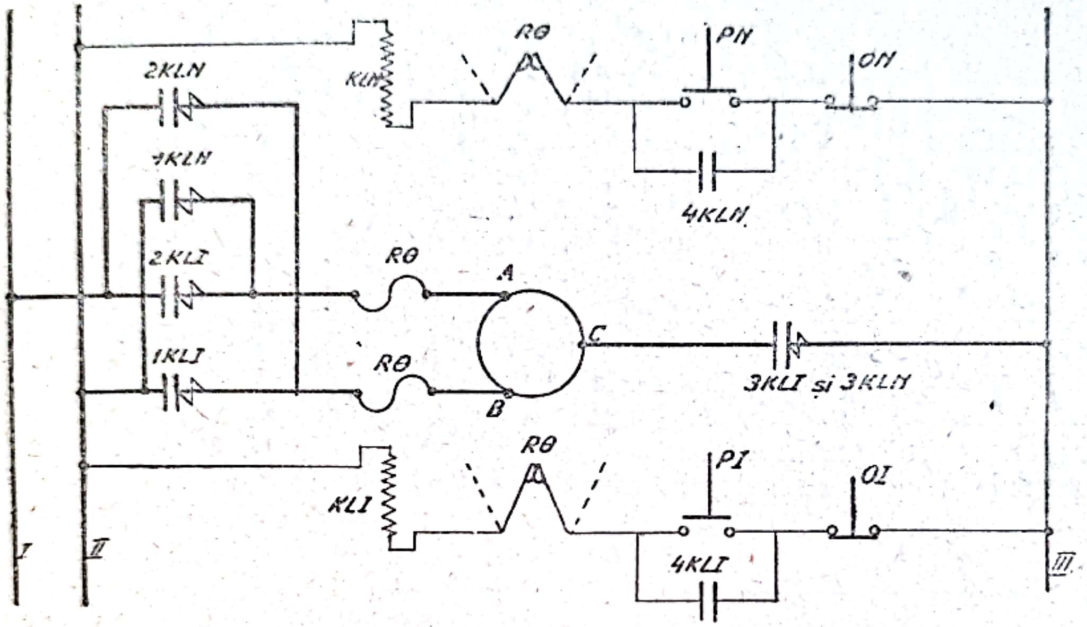


Fig. 9-8. Schema comenzii automate a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, pentru mersul înainte și înapoi

După oprirea motorului, care se realizează prin simpla apăsare a butonului de oprire *OI*, dacă vrem să pornim motorul în sens invers, apăsăm pe butonul de pornire *PN*. Prin apăsarea acestui buton, se stabilește un curent de comandă în circuitul în care este legată bobina contactorului de linie *KLN*. Contactorul *KLN* își închide atunci toate contactele sale normal deschise, deci și contactele sale principale 1*KLN*, 2*KLN* și 3*KLN*. Prin închiderea acestor contacte, conductorul de fază I al rețelei de alimentare este legat cu borna *B* a statorului, conductorul de fază II al rețelei de alimentare este legat cu borna *A* a statorului, iar conductorul de fază III al rețelei de alimentare este legat cu borna *C* a statorului. Motorul va porni; dar cum, față de cazul pornirii prin apăsarea butonului pentru mersul înainte *PI*, s-au inversat legăturile dintre conductoarele de fază I și II și bornele *A* și *B* ale statorului, motorul va porni de data aceasta în sens invers. Am obținut, astfel, inversarea sensului de mers al motorului.

Să observăm că contactul de pe conductorul de legătură dintre conductorul de fază III și borna *C* a statorului este același și pentru contactorul de mers înainte *KLI* și pentru contactorul de mers înapoi *KLN*.

Obișnuit, toate butoanele *PI*, *OI*, *PN*, *ON* sînt așezate unele lîngă altele pe un mic tablou. În acest caz pentru excluderea posibilității de închidere simultană a ambelor contactoare de linie *KLI* și *KLN*, prin

apăsarea din greșeală a ambelor butoane de pornire *PI* și *PN*, ceea ce ar avea drept urmare scurtcircuitarea rețelei, se prevede o blocare mecanică sau electrică a contactoarelor.

Blocajul mecanic al celor două contactoare de linie se realizează în felul următor: pe aceeași tijă pe care este fixat contactul mobil al unuia din butoanele de pornire, corespunzător circuitului unuia din contactoare, contact care în mod normal este deslipit de contactele fixe, se fixează un al doilea contact mobil care în mod normal leagă două contacte fixe ce se află în circuitul celuilalt contactor. În felul acesta cînd se apasă pe un buton de pornire și se închide circuitul de comandă al unuia din contactoare, se deschide circuitul celui de al doilea contactor și pericolul rezultat din apăsarea simultană a celor două butoane, scurtcircuitarea rețelei, este înlăturat. Într-adevăr, prin apăsarea simultană a butoanelor de pornire, nici unul din circuitele de comandă nu se închide și contactoarele neintrînd în funcțiune, contactele lor rămîn mai departe deschise.

Blocajul electric se realizează prin introducerea în circuitul unui contactor a unor contacte normal închise aparținînd celuilalt contactor, ceea ce asigură posibilitatea deschiderii unui contactor de îndată ce celălalt este închis. În fig. 9-9, este dată schema de comandă a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, motor care trebuie să se învîrtească în cursul funcționării sale, în ambele sensuri, schemă în care cele două contactoare pentru mersul înainte și înapoi sînt blocate electric.

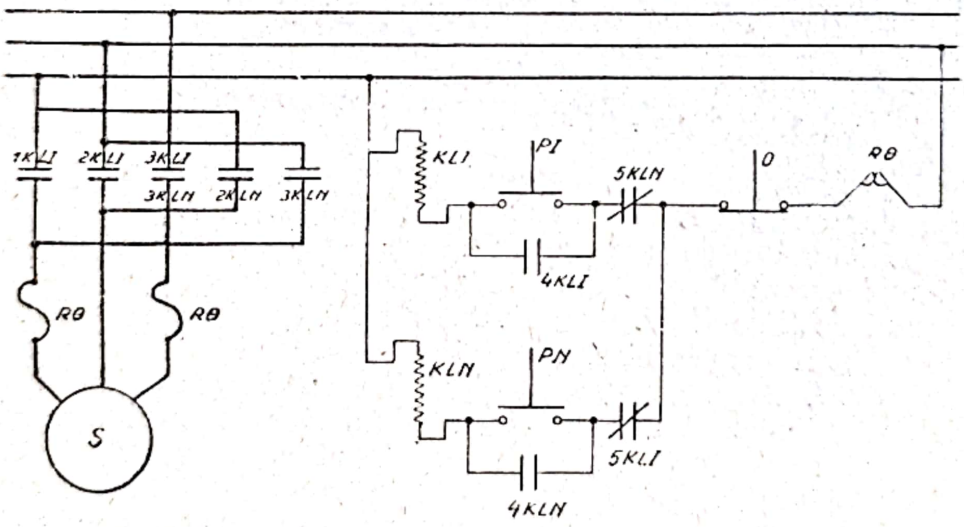


Fig. 9-9. Schema comenzii automate a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, cu inversare de mers, cu blocare electrică a contactoarelor

Schema din fig. 9-9 prezintă o simplificare față de schema din fig. 9-8, folosindu-se un singur buton de oprire *O* în locul butoanelor *OI* și *ON*. La închiderea oricăruia din cele două circuite, a contactorului de linie pentru mersul înainte *KLI* sau a contactorului de linie pentru mersul înapoi *KLN*, circuitul celui de al doilea contactor este întrerupt automat prin desfacerea contactelor normal închise, situate în acest circuit, ale contactorului din primul circuit.

Scanned with OKEN Scanner

Aparatajul de comandă a motoarelor asincrone în scurtcircuit alcătuiește ceea ce se scheamă un *pornitor magnetic*. Din cele spuse mai sus, rezultă că un pornitor magnetic poate fi alcătuit dintr-unul sau două contactoare de linie. În primul caz, cînd pornitorul magnetic este alcătuit dintr-un singur contactor, se spune că avem de a face cu un *pornitor magnetic nereversibil*; în al doilea caz, cînd pornitorul este alcătuit din două contactoare, ceea ce ne permite pornirea motorului într-un sens sau altul, se spune că avem de a face cu un *pornitor magnetic reversibil*.

Pornitoarele magnetice servesc și la protecția motoarelor pe care le comandă și anume la protecția împotriva supraîncălzirilor și la protecția minimală sau de nul. Protecția împotriva supraîncălzirilor provocate de supraîncărcarea de durată a motoarelor este asigurată prin releele termice, care își deschid contactele lor normal închise, întrerupînd curentul din circuitul contactorului în funcțiune și, deci, oprind motoarele, de îndată ce încălzirea acestora depășește limita admisibilă. Protecția minimală sau de nul este asigurată de însuși contactorul în funcțiune a pornitorului magnetic. Într-adevăr, la scăderea tensiunii din rețea sub o anumită limită sau la dispariția completă a tensiunii, curentul din circuitul de comandă al contactorului în funcțiune scade sub o anumită limită sau se anulează; ; iar bobina contactorului este astfel calculată, încît miezul ei de fier să nu mai poată menține armătura în poziția „atrasă", de îndată ce curentul care o traversează scade sub o anumită valoare.

Protecția motoarelor contra scurtcircuitelor este asigurată de siguranțe fuzibile care, obișnuit, sînt montate pe tabloul de distribuție de la care este alimentat motorul. Pe acest tablou este montat și întreruptorul principal, care servește la deconectarea întregului circuit al motorului și pornitorului său magnetic, de la rețeaua de alimentare, în cazul cînd este nevoie de vreo reparație.

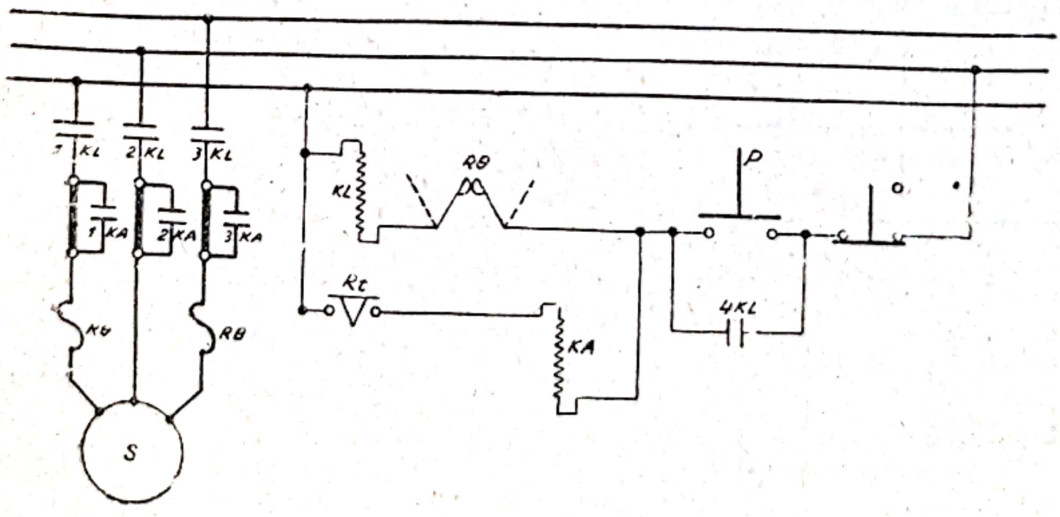


Fig. 9-10. Comanda unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, cu inversare de mers, de putere mijlocie

Schemele de comandă automată a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, date în fig. 9-7, 9-8 și 9-9, servesc pentru motoarele asincrone de putere mică, pînă la 15—20 kW. În cazul motoarelor asin-

crone cu rotorul în scurtcircuit de puteri mai mari, cererea de curent de la rețeaua de alimentare, în momentul pornirii motoarelor, depășește valorile maxime admise de administrația acestor rețele. În acest caz, pentru reducerea curentului cerut de motor de la rețea în momentul pornirii sale, se folosește schema din fig. 9-10. După cum se vede din această schemă, în serie cu înfășurarea statorică a motorului sînt legate niște rezistențe R_1 care, după pornirea motorului, atunci cînd viteza acestuia atinge o anumită valoare și cînd curentul cerut de la rețea a scăzut pînă la anumită limită, sînt scoase automat din circuit, sînt scurtcircuitate de contactele unui contactor de accelerare KA. Acest contactor nu intră în funcțiune la apăsarea butonului de pornire P, deci chiar în momentul conectării statorului la rețeaua de alimentare, circuitul său fiind întrerupt de contactele normal deschise Rt ale unui releu de timp cu întîrziere la închidere. Acest releu de timp este pus în acțiune de însăși armătura contactorului de linie KL, care își închide aproape instantaneu contactele sale normal deschise $1KL$, $2KL$, $3KL$ și $4KL$, dar închide cu o întîrziere, ce poate fi reglată, contactele Rt ale releului de timp.

Mai rămîne, pentru a încheia studiul pornirii și opririi automate a motoarelor cu rotorul în scurtcircuit, să ne ocupăm de motoarele cu un număr variabil de poli, de motoarele cu poli comutabili.

În fig. 9-11, este reprezentată schema comenzii automate a unui motor cu rotorul în scurtcircuit la care, prin comutarea legăturilor statorului din triunghi în dublă stea, se obțin două trepte de viteză.

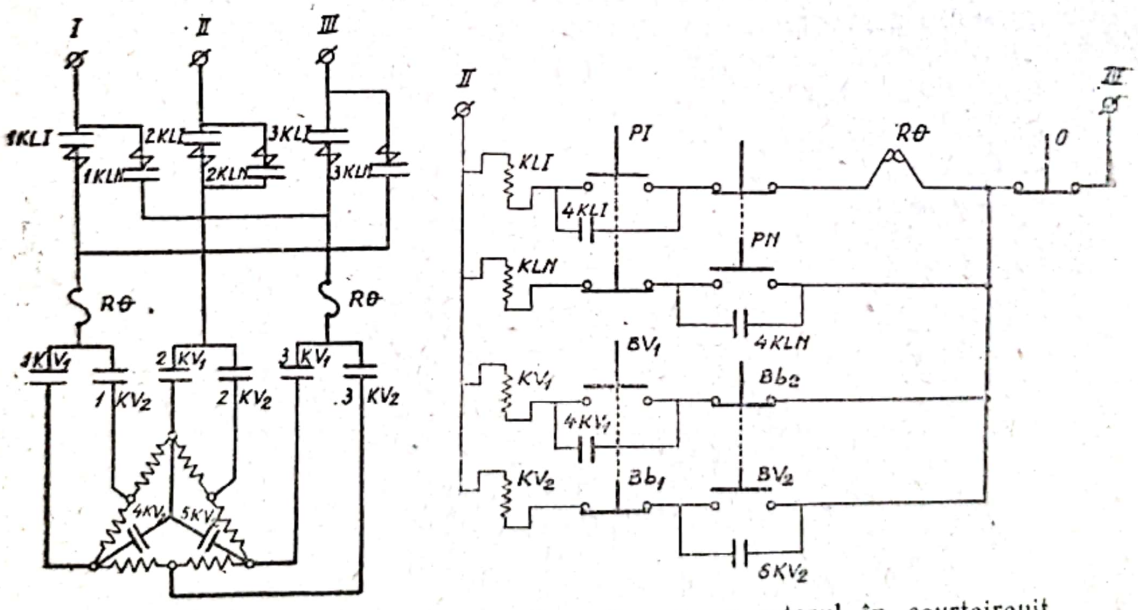


Fig. 9-11. Schema pornirii unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, motor cu două turații

Legarea statorului în triunghi sau în dublă stea se realizează cu ajutorul a două contactoare de reglare a vitezei KV_1 și KV_2. Astfel, pentru a lega înfășurarea statorică în triunghi, se apasă pe butonul BV_1 închizînd circuitul de comandă: conductorul de fază II al rețelei de ali-

mentare — bobina contactorului de reglare a vitezei KV_1 — contactele, acum închise, ale butonului BV_1, care în mod normal sînt deschise — contactele normal închise ale butonului de blocare Bb_2 — butonul de oprire O — conductorul de fază III al rețelei de alimentare. În felul acesta, bobina contactorului de reglare a vitezei KV_1 este pusă sub tensiune și curentul care trece prin această bobină, prin fluxul magnetic ce ia naștere în circuitul magnetic al bobinei, face ca armătura contactorului să fie atrasă de miezul de fier al bobinei sale. Contactorul KV_1 își închide toate contactele sale normal deschise: $1KV_1$, $2KV_1$, $3KV_1$ și $4KV_1$. Prin închiderea contactelor $1KV_1$, $2KV_1$ și $3KV_1$ statorul motorului este legat în triunghi; iar prin închiderea contactelor de blocare $4KV_1$ ale acestui contactor, apăsarea pe butonul BV_1 nu mai este necesară. Statorul rămîne legat în triunghi atîta timp cît nu intervine o nouă comandă pentru modificarea acestei legături.

Pentru a trece de la legătura în triunghi a statorului la legătura în dublă stea, sau pentru legarea inițială a statorului în dublă stea, se apasă pe butonul BV_2. Prin această apăsare se desfac contactele normal închise ale butonului de blocare Bb_2 din circuitul contactorului KV_1 și se închid contactele, normal deschise, ale butonului BV_2. Dacă contactorul KV_1 era în funcțiune, în care caz prin contactele sale închise $1KV_1$, $2KV_1$ și $3KV_1$ statorul era legat în triunghi, prin întreruperea circuitului acestui contactor, el trece în poziția sa normală, poziție de nefuncționare și toate contactele sale normale deschise, contacte care erau închise, se deschid. În felul acesta legătura în triunghi a statorului a fost desfăcută; iar, prin intrarea în funcțiune a contactorului KV_2, cînd contactele sale $1KV_2$, $2KV_2$, $3KV_2$, $4KV_2$ și $5KV_2$ se închid, se stabilește legătura în dublă stea a statorului. Legătura aceasta se stabilește, evident, și în cazul cînd contactorul KV_1 n-ar fi fost în funcțiune, în care caz contactele $1KV_1$, $2KV_1$, $3KV_1$ și $4KV_1$ ar fi fost deja deschise. Odată realizată legătura în stea dublă a înfășurării statorice, ea se păstrează atîta timp cît nu intervine o nouă comandă pentru schimbarea acestei legături.

După realizarea legăturii dorite a înfășurării statorice, motorul poate fi pornit într-un sens sau altul cu ajutorul contactoarelor de linie pentru mersul înainte (KLI) sau pentru mersul înapoi (KLN). Pentru aceasta este deajuns să apăsăm pe butonul de pornire PI sau pe butonul de pornire PN.

Din explicația dată mai sus asupra realizării, cu ajutorul contactoarelor de reglare a vitezei KV_1 și KV_2, a legăturii în triunghi sau în dublă stea a înfășurării statorice, se înțelege că se pot schimba aceste legături în timpul mersului înainte sau înapoi al motorului, prin simpla apăsare pe unul din butoanele BV_2 sau BV_1.

Pentru oprirea motorului cu două viteze, ca și pentru oprirea unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit fără poli comutabili, este de ajuns să apăsăm butonul de oprire O. Prin această apăsare contactele normal deschise, care sînt însă închise, ale contactorului de linie și ale celui de reglare a vitezei care este în funcțiune, se desfac. Motorul se oprește și toate contactele normal deschise sînt deschise, iar toate contactele normal închise sînt închise.

Scanned with OKEN Scanner

În cazul unor anumite acționări electrice prin motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit și cu poli comutabili, schimbarea vitezei sistemului motor-mecanism executor, deci schimbarea numărului de poli ai motorului se realizează, adeseori, în mod automat, prin intermediul așa numitelor *limitatoare de cursă*.

În fig. 9-12, este dată schema de comandă automată a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, motor cu patru viteze, schimbarea vitezei realizîndu-se cu ajutorul limitatoarelor de cursă.

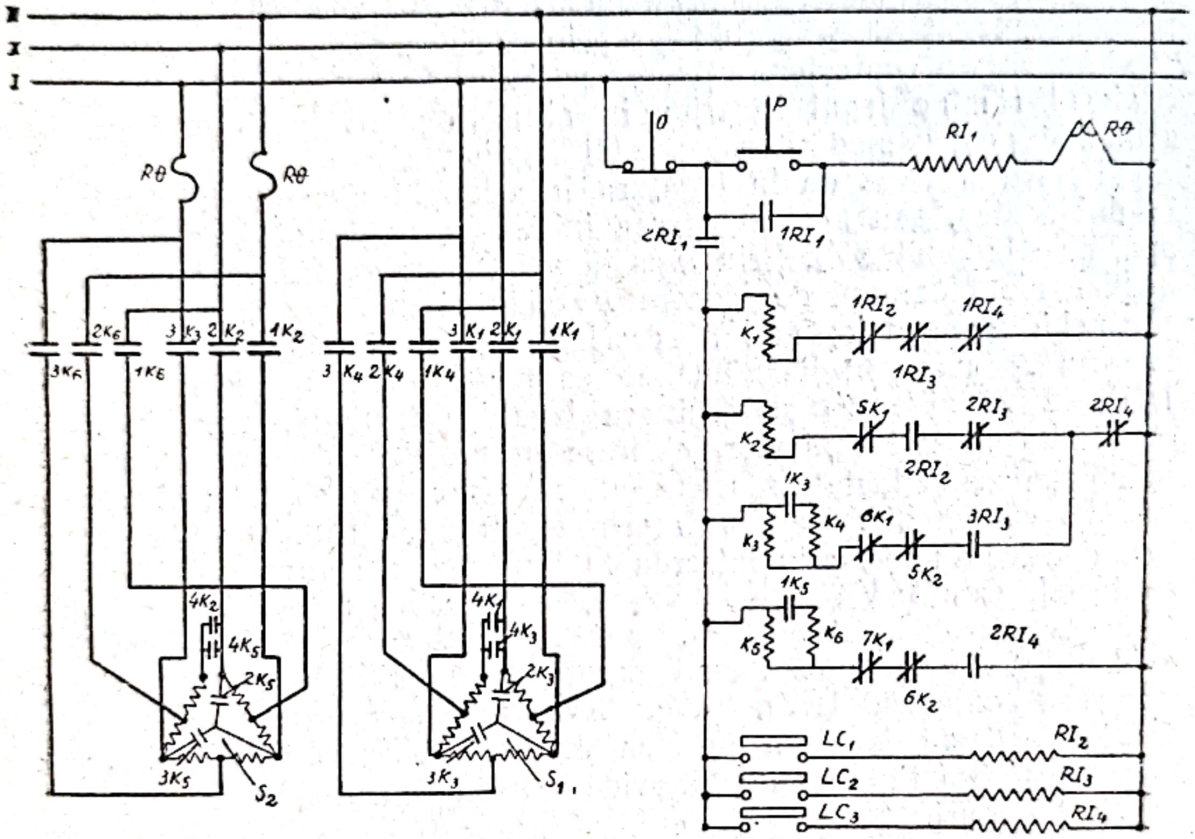


Fig. 9-12. Schema pornirii și opririi unui motor asincron cu mai multe perechi de poli

În această figură: S_1 și S_2 reprezintă cele două înfășurări distincte ale statorului, fiecare din aceste înfășurări putînd fi legată în triunghi sau în dublă stea: RI_1, RI_2, RI_3 și RI_4 reprezintă patru relee intermediare; K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 și K_6 reprezintă șase contactoare; iar LC_1, LC_2 și LC_3 reprezintă trei limitatoare de cursă.

Modul de funcționare a acestei scheme este următorul:

Prin apăsarea butonului de pornire P se închide circuitul: conductorul de fază I al rețelei — contactele normal închise ale butonului de oprire — contactele care au fost închise prin apăsarea butonului de pornire P — bobina releului intermediar RI_1 — contactele normal închise ale releului termic — conductorul de fază III al rețelei. În felul acesta, bobina releului de intensitate RI_1 fiind străbătută de curent, releul își închide contactele sale normal deschise $1RI_1$ și $2RI_1$. Prin închiderea contactelor $1RI_1$, nu mai este nevoie să apăsăm pe butonul P pentru a

menține curentul în bobina releului RI_1; iar prin închiderea contactelor $2RI_1$ se închide circuitul contactorului K_1, după cum urmează: conductorul de fază I al rețelei — contactele normal închise ale butonului de oprire O — contactele $2RI_1$ acum închise ale releului intermediar RI_1 — bobina contactorului K_1 — contactele normal închise $1RI_2$ ale releului intermediar RI_2 — contactele normal închise $1RI_3$ ale releului intermediar RI_3 — contactele normal închise $1RI_4$ ale releului intermediar RI_4 — conductorul de fază III al rețelei.

Prin circuitul bobinei contactorului K_1, astfel închis, trecînd curent, contactorul își închide contactele sale normal deschise $1K_1$, $2K_1$, $3K_1$, $4K_1$ și înfășurarea S_1 a statorului, legată în triunghi prin intermediul contactelor $4K_1$, este conectată la rețea. Motorul pornește cu viteza sa de rotație minimă, care corespunde tocmai înfășurării S_1 legate în triunghi.

Cînd mecanismul acționat a executat o anumită cursă, se închid contactele normal deschise ale limitatorului de cursă LC_1. În felul acesta, după cum ușor se poate vedea pe schema din fig. 9-12, se închide circuitul bobinei RI_2 a releului intermediar RI_2 și releul își deschide contactele sale normal închise $1RI_2$ și își închide contactele sale normal deschise $2RI_2$. Prin deschiderea contactelor $1RI_2$, bobina contactorului K_1 nu mai este străbătută de curent, deci contactele sale normal deschise $1K_1$, $2K_1$, $3K_1$ și $4K_1$ se desfac. În schimb, însă, prin închiderea contactelor $2RI_2$, se închide circuitul bobinei contactorului K_2, care își închide contactele sale normal deschise $1K_2$, $2K_2$, $3K_2$ și $4K_2$. În acest fel, imediat după ce înfășurarea S_1, legată în triunghi, se deconectează de la rețea, se conectează la rețea cea de a doua înfășurare S_2 a statorului, înfășurare conectată în triunghi prin intermediul contactelor închise $4K_2$. O legare simultană a celor două contactoare K_1 și K_2, în timpul acestei comutări nu este posibilă, deoarece contactele $5K_1$ ale primului contactor, contacte normal închise și despre care n-am pomenit încă nimic, sînt deschise atîta timp cît contactorul K_1 este în funcțiune, astfel încît circuitul celui de al doilea contactor, cu toate că contactele normal deschise $2RI_2$ ale releului intermediar RI_2 s-au închis, nu este legat la rețea pînă ce contactorul K_1 nu încetează de a mai funcționa. Motorul funcționează acum cu cea de a doua viteză.

O nouă deplasare, determinată, a mecanismului executor va duce la închiderea contactelor, normal deschise, ale celui de la doilea limitator de cursă LC_2, închidere care pune sub tensiune releul intermediar RI_3, care-și deschide contactele sale normal închise $2RI_3$ și își închide contactele sale normal deschise $3RI_3$. Aceste schimbări de poziție ale contactelor $2RI_3$ și $3RI_3$ determină încetarea funcționării contactorului K_2 și intrarea în funcțiune a contactorului K_3. Prin închiderea contactelor $2K_3$, $3K_3$ și $4K_3$ înfășurarea S_1 este pregătită pentru a fi legată, în dublă stea, la rețeaua de alimentare, legare efectuată de contactele normal deschise $1K_4$, $2K_4$ și $3K_4$ ale contactorului K_4, contacte care se închid prin intrarea în funcțiune a acestui contactor ca urmare a punerii sale sub tensiune prin închiderea contactelor $1K_3$. Motorul va lucra acum cu viteza corespunzătoare legării în dublă stea a înfășurării S_2 a statorului.

În sfîrșit, după o nouă deplasare, determinată, a mecanismului executor, se închid contactele, normal deschise, ale limitatorului de cursă LC_3. Releul intermediar RI_4 este, astfel, pus sub tensiune. El își

deschide contactele sale normal închise $2RI_4$, scoțînd de sub tensiune bobinele contactoarelor K_3 și K_4, și își închide contactele sale normal deschise $2RI_4$. Prin închiderea acestor contacte este pus în funcțiune mai întîi contactorul K_5 și apoi contactorul K_6. Intrarea în funcțiune a acestor două contactoare execută legarea la rețea în dublă stea a înfășurării S_2 a statorului. Motorul se va învîrti acum cu cea de a patra viteză a sa.

Din descrierea dată a funcționării schemei de comandă din fig. 9-12, s-ar părea că unele dintre contactele din circuitele diferitelor contactoare sînt superflue. Ele servesc, însă, în cazul unei alte combinații a limitatoarelor de cursă decît aceea din schemă.

9-8. Comanda automată în funcție de timp a pornirii și opririi motoarelor asincrone cu inele colectoare

Comanda automată în funcție de timp a pornirii și opririi motoarelor asincrone cu inele colectoare se realizează cu ajutorul contactoarelor prevăzute cu relee de timp pendulare, relee care își închid contactele lor, normal deschise, cu o întîrziere determinată, care se poate regla, față de momentul în care s-a executat comanda de închidere asupra releului.

Un astfel de releu, a cărui schiță este dată în fig. 9-13, este comandat nu de un sistem electromagnetic propriu al releului, ci de armătura mobilă a contactorului din care releul face parte integrantă. O pîrghie solidară cu armătura mobilă a contactorului apasă asupra mufei 1 a releului pendular în momentul cînd, ca urmare a intrării în funcție a

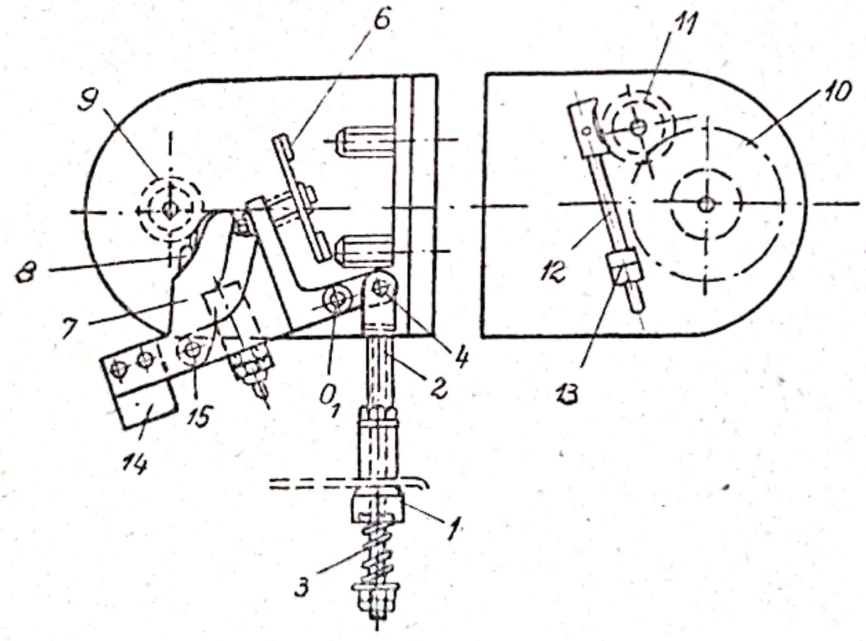


Fig. 9-13. Releul pendular

contactorului, armătura acesteia se închide. Mufa poate aluneca în lungul tijei 2 a releului. Între mufă și capătul de jos al tijei, este montat un resort de presiune. Tija 2 fiind împiedecată, după cum vom vedea, să execute imediat întreaga cursă pe care o face mufa la intrarea în

funcțiune a contactorului, resortul 3 se comprimă, continuînd să apese asupra tijei. Tija este articulată în punctul 4 cu o pîrghie 5 care se învîrtește în jurul axului O_1, în jurul căruia se învîrtește și port-contactul mobil 6 al contactorului, port-contact solidar legat cu pîrghia. Prin deplasarea în jos a tijei 2, pîrghia 5 ridică în sus piesa 7 solidar legată de pîrghie, piesă care este prevăzută cu o cremalieră 8 cu dinți oblici. Această cremalieră învîrtește o roată dințată 9, cu care este angrenată. Odată cu roata 9 se învîrtește o altă roată dințată 10, fixată pe același ax. Aceasta, la rîndul său, este angrenată cu roata dințată 11, care, însă, nu se poate învîrti liber, fiind împiedicată de ancora pendulului 12. În felul acesta, ancora pendulului 12 nepermițînd învîrtirea decît cu un dinte a roții 11 la fiecare bătaie a pendulului, mișcarea întregului sistem, deci și închiderea contactelor releului, este întîrziată. Întîrzierea aceasta poate fi reglată între 0,5 și 5 secunde, reglînd poziția greutății 13 a pendulului. Cînd contactorul încetează de a mai funcționa, releul revine la poziția lui normală sub influența greutății 14. Revenirea se face brusc, cremaliera 8 alunecînd pe dinții roții dințate 9, în urma unei mici rotații a acestei cremaliere în jurul axului 15.

În fig. 9-14 este dată schema comenzii automate a unui motor asincron, cu inele colectoare, prevăzut cu un reostat cu trei trepte. Reostatul poate servi nu numai la pornirea motorului, ci și la reglarea vitezei sale. În această schemă : OA, OB și OC reprezintă cele trei faze ale statorului motorului asincron, faze legate în stea ; $O'a$, $O'b$ și $O'c$ reprezintă cele trei faze, legate tot în stea, ale rotorului ; R_1, R_2 și R_3 sînt rezistențele reostatului ; KL este un contactor de linie prevăzut cu un releu de timp pendular, ale cărui contacte, normal deschise, notate cu $5KL$, se găsesc în circuitul contactorului de accelerare KA_1 ; KA_2 și KA_3 sînt alte două contactoare de accelerare. Contactoarele de accelerare KA_1 și KA_2 sînt prevăzute cu cîte un releu de timp pendular. Contactele normal deschise $3KA_1$ ale releului contactorului KA_1 sînt montate în circuitul contactorului KA_2 ; iar contactele $3KA_2$, normal deschise, ale releului contactorului KA_2 sînt montate în circuitul contactorului KA_3. Mai departe, $R\theta$ reprezintă un releu termic ; RM_1 și RM_2, două relee maximale ; P, butonul de pornire ; iar O, butonul de oprire.

Pentru pornirea motorului, se apasă pe butonul de pornire P, ale cărui contacte, normal deschise, se închid, punînd astfel bobina contactorului de linie KL sub tensiune. Ca urmare a curentului de comandă care se stabilește, astfel, în circuitul bobinei KL a acestui contactor, toate contactele sale normal deschise $1KL$, $2KL$, $3KL$ și $4KL$ se închid. Prin închiderea contactelor sale principale $1KL$, $2KL$ și $3KL$, fazele OA, OB și OC ale statorului sînt legate la conductoarele de fază I, II și III ale rețelei de alimentare. Statorul motorului fiind, astfel, alimentat, iar rotorul său legat, prin inelele colectoare, la reostatul de pornire care, în această situație, introduce în circuitul rotoric toate cele trei trepte de rezistență, motorul pornește în condiții normale. Prin închiderea contactelor $4KL$, contacte de blocare, apăsarea pe butonul de pornire P nu mai este necesară. Odată cu intrarea în funcțiune a contactorului de linie KL, armătura acestuia, care a fost atrasă de miezul de fier al bobinei sale, a pus în acțiune releul de timp pendular cu care este înzestrat contactorul și contactele normal deschise $5KL$ ale acestui releu se vor

închide după un timp determinat de la intrarea în funcțiune a contactorului de linie, deci după pornirea motorului.

În momentul cînd contactele $5KL$ se închid, bobina contactorului de accelerare KA_1 este pusă sub tensiune și contactorul își închide contactele sale normal deschise $1KA_1$ și $2KA_1$, scurtcircuitînd astfel prima treaptă de rezistență R_1. Totodată, intră în acțiune și releul de timp pendular, cu care este înzestrat acest contactor de accelerare și el își va închide contactele sale normal deschise $3KA_1$ după un timp determinat de la intrarea în funcțiune a contactorului KA_1, deci de la scurtcircuitarea primei trepte de pornire a reostatului.

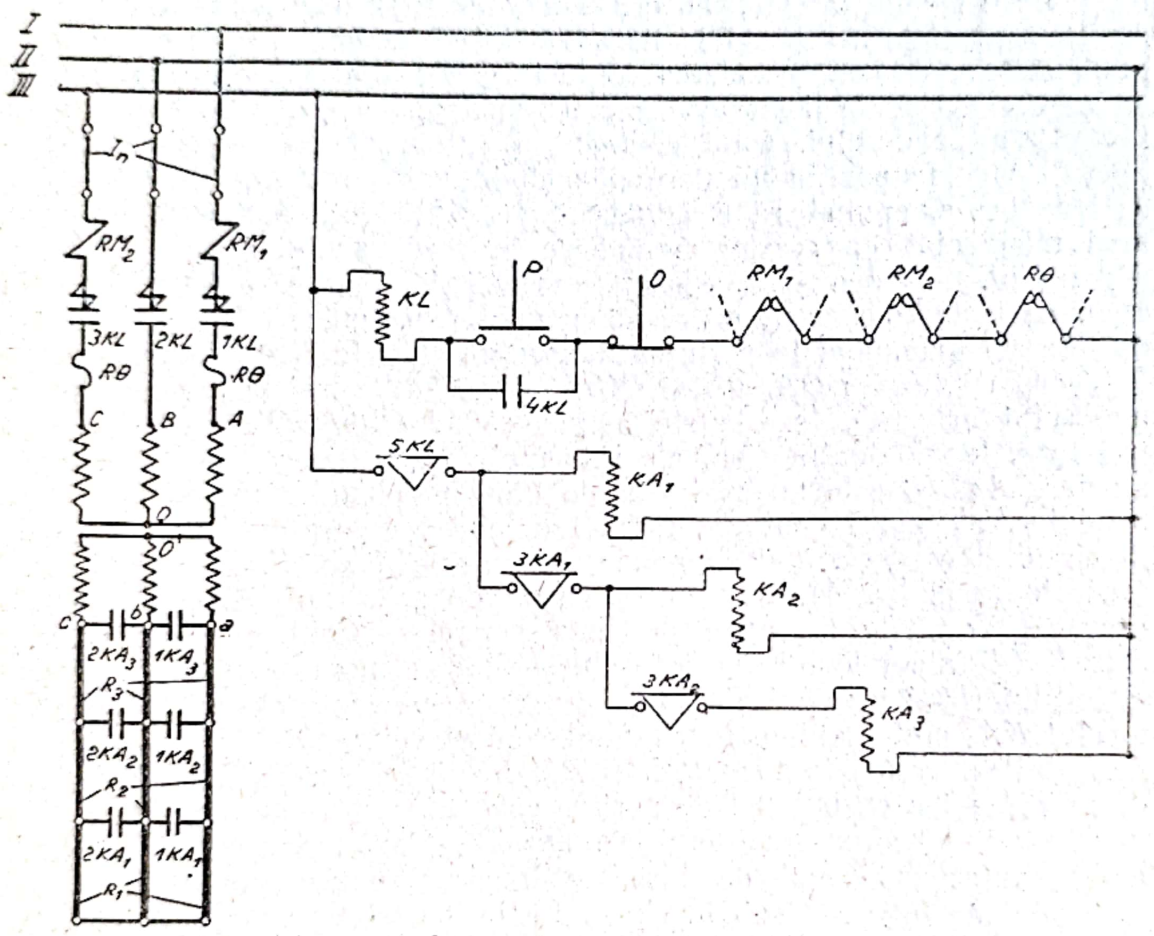


Fig. 9-14. Schema comenzii automate de pornire și oprire a unui motor asincron, cu inele colectoare, în funcție de timp

Cînd aceste contacte se închid, contactorul de accelerare KA_2 este pus sub tensiune și intră în funcțiune scurtcircuitînd, prin contactele sale normal deschise $1KA_2$ și $2KA_2$, care se închid, cea de a doua treaptă de rezistență R_2 a reostatului. Totodată, prin deplasarea armăturii sale, contactorul KA_2 pune în funcțiune releul de timp pendular cu care este înzestrat, releu care își închide după un anumit timp contactele sale normal deschise $3KA_2$ din circuitul contactorului KA_3.

În sfîrșit, prin închiderea acestor din urmă contacte ($3KA_2$), este pus sub tensiune și contactorul de accelerare KA_3, care, închizîndu-și

Scanned with OKEN Scanner

contactele sale normal deschise $1KA_3$ și $2KA_3$, scurtcircuitează cea din urmă treaptă de rezistență R_3 a reostatului de pornire.

Motorul funcționează acum pe caracteristica sa mecanică naturală și, după ce cuplul dezvoltat de motor scade, ca urmare a creșterii vitezei sale de rotație, pînă la valoarea cuplului de sarcină, motorul intră în regimul permanent de funcționare.

Oprirea motorului se realizează tot atît de simplu, prin apăsarea numai a butonului de oprire *O*. Prin această apăsare, contactele normal închise ale acestui buton se deschid și bobina contactorului de linie ne mai fiind sub tensiune, toate contactele normal deschise ale acestui contactor, contacte care pînă acum fuseseră închise, se deschid. Legătura dintre statorul motorului și rețea este tăiată prin deschiderea contactelor $1KL$, $2KL$ și $3KL$ și motorul, ne mai fiind alimentat, se oprește. Tot odată, prin deschiderea contactelor $5KL$ ale releului acestui contactor, mufa releului nu mai este apăsată și releul revine la poziția sa normală, scoțînd de sub tensiune contactorul de accelerare KA_1. Releul acestuia fiind, astfel, scos din funcțiune, scoate de sub tensine bobina contactorului KA_2, al cărui releu, deschizîndu-și contactele, scoate din funcțiune și ultimul contactor de accelerare. Prin scoaterea din funcțiune a contactoarelor de accelerare, contactele lor $1KA_1$, $2KA_1$, $1KA_2$, $2KA_2$ $1KA_3$ și $2KA_3$ revin la poziția normală, introducînd în circuitul rotoric toate treptele de rezistență ale reostatului și pregătind, astfel, motorul pentru o nouă pornire.

9-9. Comanda automată în funcție de curent a pornirii și opririi motoarelor asincrone cu inele colectoare

Schema de principiu a comenzii automate în funcție de curent a motoarelor asincrone cu inele colectoare, a comenzii după *principiul limitării curentului* cum i se mai spune, este dată în fig. 9-15.

În această figură *KL* este un contactor de linie; KA_1, KA_2 și KA_3 sînt trei contactoare de accelerare; iar *RC* este un releu de curent conectat în circuitul statorului, fie direct, fie prin intermediul unui transformator de curent ca în fig. 9-15, releu care intră în funcțiune de îndată ce curentul depășește valoarea minimă I_m.

Prin apăsarea butonului de pornire *P*, bobina *KL* a contactorului de linie este pusă sub tensiune. Toate contactele normal deschise $1KL$, $2KL$, $3KL$, $4KL$, $5KL$ și $6KL$ ale contactorului *KL* se închid. Închizîndu-se contactele principale $1KL$, $2KL$ și $3KL$, statorul motorului este legat cu rețeaua de alimentare și motorul, în circuitul rotoric al cărui sînt introduse toate cele trei trepte ale reostatului de pornire, pornește în condițiuni normale.

În momentul pornirii, curentul cerut de stator de la rețea depășește valoarea minimă I_m din cursul procesului de pornire și releul de curent *RC*, reglat pentru acest curent, își desface contactele sale normal închise *RC* din circuitul contactorului de linie *KL*. Circuitul contactorului, însă, nu se întrerupe, bobina acestui contactor fiind alimentată prin contactele de blocare $4KL$ și $6KL$ și prin rezistența *R*. Contactorul de accelerare KA_1, cu toate că contactele $5KL$ și $6KL$ ale contactorului de linie s-au închis, nu se poate închide imediat, deoarece contactele releului de curent

RC sînt deschise, iar curentul mic, care, închizîndu-se prin rezistența R, trece prin bobina acestui contactor, curent care, dacă armătura contactorului ar fi fost atrasă, ar fi putut menține armătura în această poziție, nu este suficient ca să atragă această armătură. Cînd curentul din stator, scăzînd pînă la valoarea I_m după ce a trecut prin valoarea maximă I_M (vezi fig. 9-3 *b*), nu mai este în măsură să mențină armătura releului maximal în poziția închis, contactele acestuia revin la poziția lor normal închisă. Abia acum, curentul care trece prin bobina contactorului de accelerare, închizîndu-se prin contactele închise RC, are o valoare suficientă pentru ca bobina contactorului să poată atrage armătura acestuia, care își închide acum contactele sale normal deschise $1KA_1$, $2KA_1$ și $3KA_1$. Prin închiderea contactelor

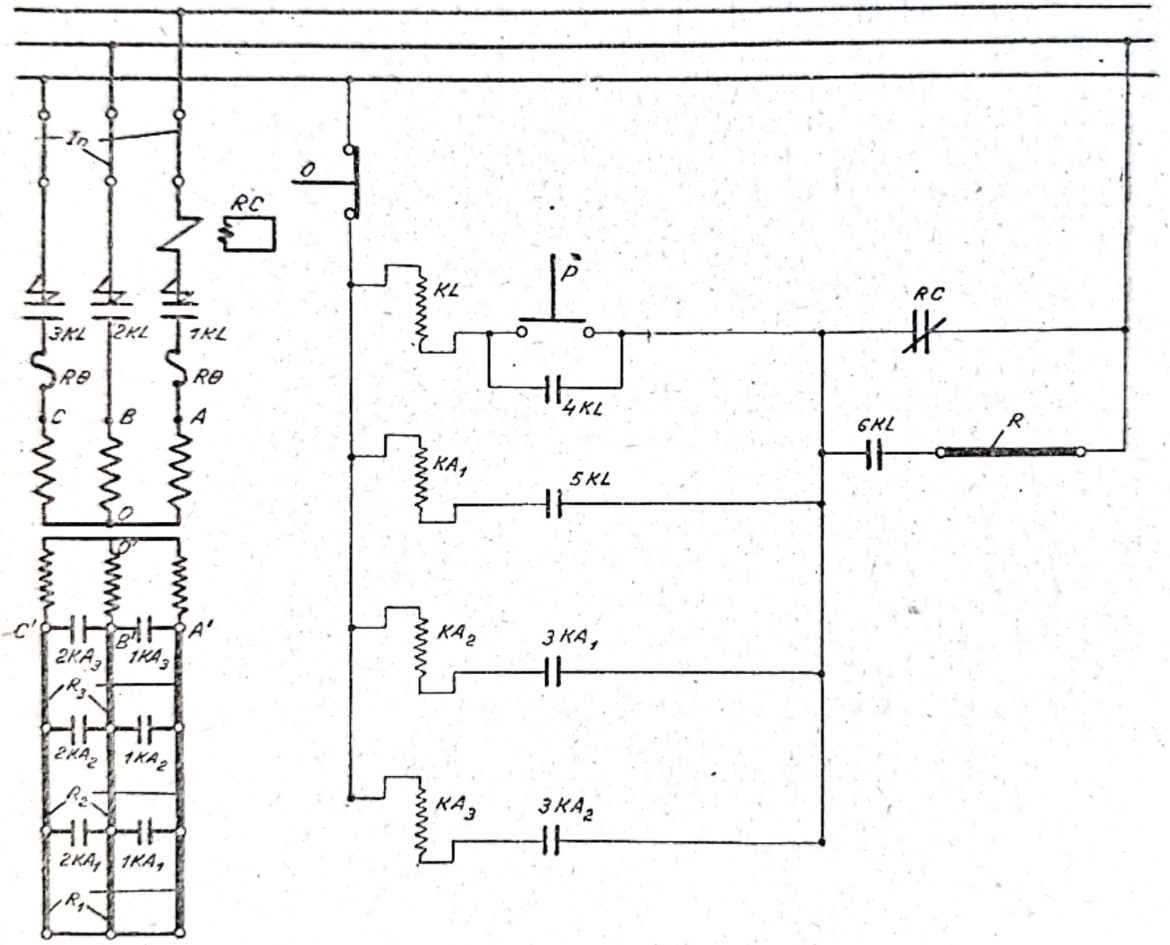


Fig. 9-15. Schema comenzii automate, după principiul limitării curentului, a unui motor asincron cu inele colectoare

$1KA_1$ și $2KA_1$, prima treaptă de rezistență R_1 a reostatului de pornire este scurtcircuitată și curentul cerut de motor de la rețea crește brusc la valoarea sa maximă I_M, ceea ce face ca releul de curent să-și desfacă din nou contactele sale normal închise RC. În felul acesta, deși contactele $3KA_1$ din circuitul contactorului KA_2 sînt închise, acesta nu poate să-și atragă armătura sa, căci curentul care trece prin bobina acestui contac-

tor, curent care se închide prin rezistența R, nu este suficient pentru a provoca această atragere. Cînd curentul cerut de motor de la rețea scade iarăși la valoarea sa I_m, releul de curent își închide contactele sale și contactorul de accelerare KA_2 intră în funcțiune, scurtcircuitînd a doua treaptă de rezistență R_2 a reostatului de pornire, ceea ce face ca, din nou, curentul cerut de motor de la rețea să crească la valoarea maximă I_M. Cînd, în sfîrșit, curentul din stator scade din nou la valoarea minimă, intră în funcțiune și ultimul contactor de accelerare, scurtcircuitînd ultima treaptă de rezistență a reostatului de pornire. Motorul lucrează acum pe caracteristica sa mecanică naturală, iar curentul care, la scurtcircuitarea ultimei trepte de rezistență, crește brusc la valoarea sa maximă I_M, scade treptat pînă ce ajunge la valoarea sa de regim, corespunzătoare sarcinii motorului.

Oprirea se realizează prin simpla apăsare asupra butonului de oprire O. Prin această apăsare sînt scoase de sub tensiune toate contactoarele, atît contactorul de linie, cît și cele de accelerare. Legătura statorului cu rețeaua de alimentare se întrerupe, iar întreaga rezistență a reostatului de pornire este introdusă în circuitul rotorului, motorul fiind pregătit, astfel, pentru o nouă pornire.

9-10. Comanda automată în funcție de viteză a pornirii și opririi motoarelor de curent continuu cu excitația derivație

În fig. 9-16, este dată schema comenzii automate în funcție de viteză a unui motor de curent continuu cu excitație derivație, motor prevăzut cu reostat de pornire cu două trepte. În această figură KL este contactorul de linie, iar KA_1 și KA_2 contactoarele de accelerare.

Prin apăsarea butonului de pornire P, trece curent de comandă prin bobina KL a contactorului de linie și contactorul își închide contactele sale normal deschise $1KL$, $2KL$ și $3KL$. La închiderea contactelor $1KL$ și $2KL$, indusul motorului și circuitul său de excitație sînt legate la rețeaua de alimentare și, cum în circuitul indusului motorului sînt introduse amîndouă treptele reostatului său de pornire, motorul pornește în condițiuni normale. Prin închiderea contactelor de blocare $3KL$, apăsarea pe butonul de pornire P nu mai este necesară.

Cînd motorul ajunge la o viteză determinată, forța sa electromotoare și deci tensiunea la bornele bobinei de accelerare KA_1 are o anumită valoare, bine determinată. Contactorul KA_1 este astfel calculat încît, atunci cînd tensiunea la bornele bobinei sale atinge această valoare, el intră în funcțiune, închizîndu-și contactele sale normal deschise KA_1, care scurtcircuitează treapta de rezistență R_1 a reostatului de pornire.

Cînd, la creșterea mai departe a vitezei, motorul atinge o viteză astfel încît tensiunea la bornele bobinei KA_2 a celui de al doilea contactor de accelerare ajunge la o valoare determinată, intră în funcțiune și acest contactor care, prin închiderea contactelor sale normal deschise, scurtcircuitează și cea de a doua treaptă de rezistență a reostatului de pornire. Motorul lucrează acum pe caracteristica sa mecanică naturală.

Pentru oprirea motorului, este de ajuns să apăsăm pe butonul de oprire O care, deschizîndu-și contactele sale normal închise, întrerupe

legătura cu rețeaua de alimentare a circuitului indusului și a celui de excitație.

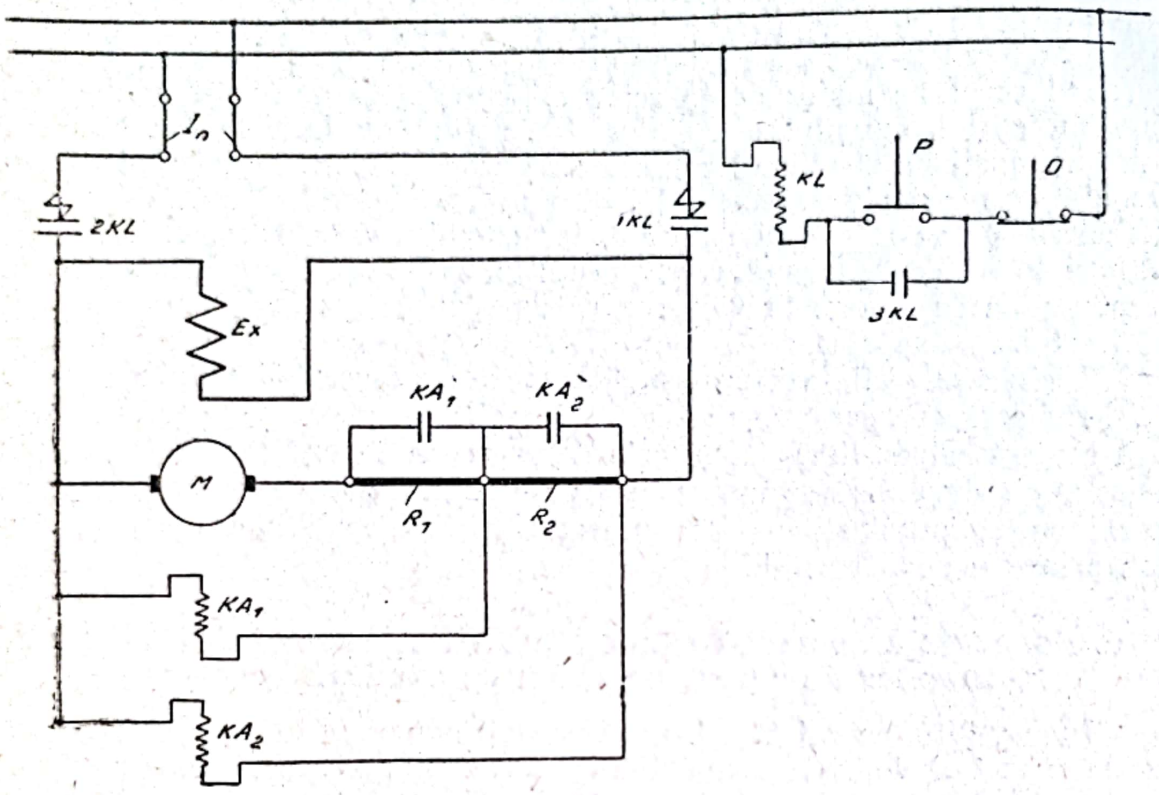


Fig. 9-16. Schema comenzii automate în funcție de turație a unui motor de curent continuu cu excitația derivație

Comanda de pornire în funcție de viteză se folosește pentru motoare de putere mică și cu porniri rare, motoare înzestrate cu reostate de pornire cu una sau două trepte de rezistență.

9-11. Comanda automată de pornire și oprire în funcție de timp a motoarelor de curent continuu cu excitația derivație

Metoda de comandă în funcție de timp se folosește pentru pornirea motoarelor de putere mijlocie sau mare, ale căror reostate pot avea mai mult de două trepte de pornire.

În fig. 9-17 este dată schema de comandă în funcție de timp pentru un motor cu excitația derivație înzestrat cu un reostat de pornire cu patru trepte de rezistență.

La închiderea întrerupătorului *în*, circuitul de excitație al motorului este pus sub tensiune. Motorul este excitat și în același timp un curent trece prin releul de accelerare RA_1, care-și desface contactele sale, normal închise, din circuitul contactorului de accelerare KA_1. Curentul care trece, în aceste condițiuni, prin celelalte relee de accelerare RA_2, RA_3 și RA_4 nu este suficient ca să pună în funcțiune aceste relee.

La apăsarea butonului de pornire *P*, bobina *KL* a contactorului de linie este pusă sub tensiune și contactorul își închide contactele sale nor-

inal deschise $1KL$ și $2KL$. Prin închiderea contactelor principale $1KL$, indusul motorului, în circuitul căruia sînt introduse toate rezistențele r_1, r_2, r_3 și r_4 ale reostatului de pornire, este legat la rețeaua de alimentare și motorul excitat pornește în condițiuni normale de pornire. În ace-

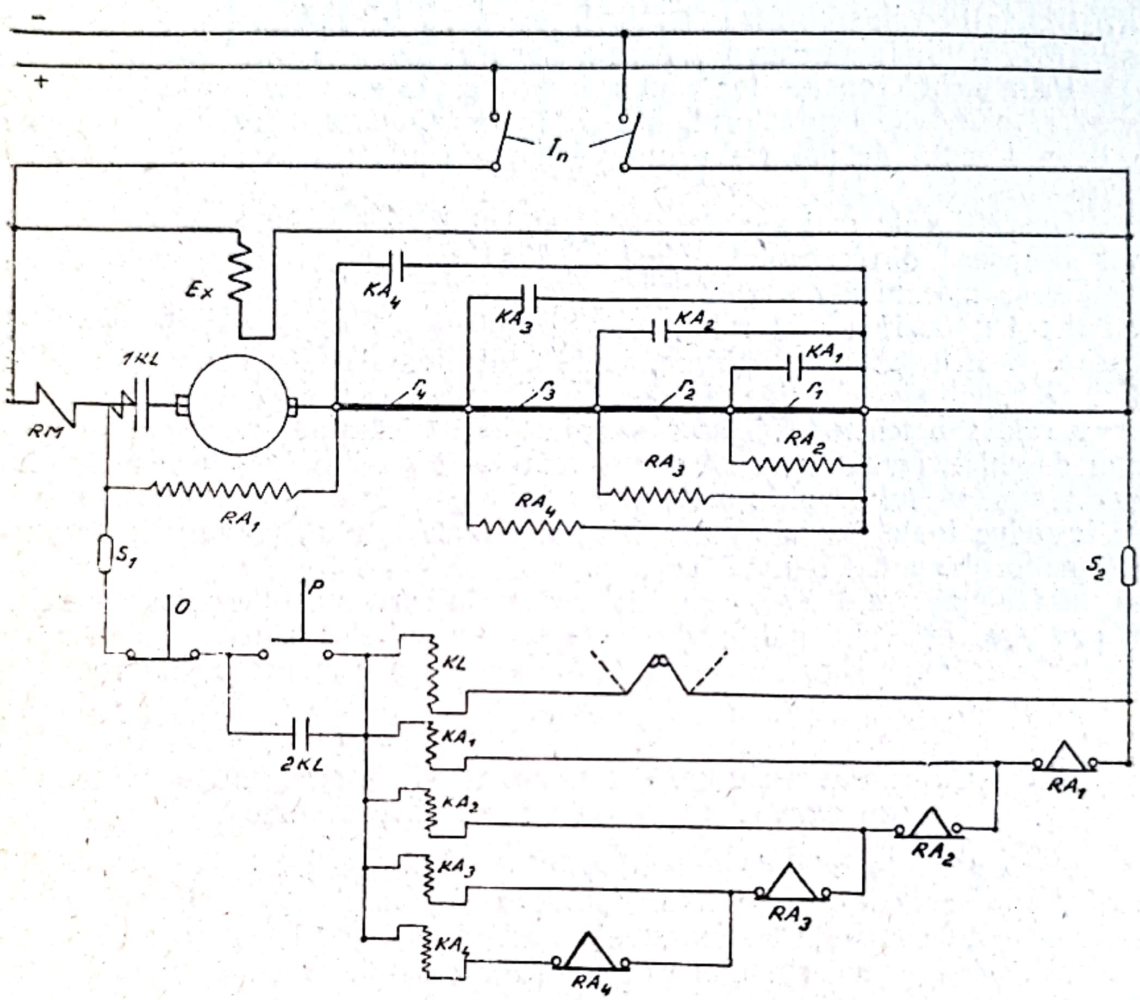


Fig. 9-17. Schema comenzii în funcție de timp a unui motor derivație

lași timp, prin închiderea contactului $1KL$, bobina RA_1 a primului releu de accelerare este șuntată prin rezistența mică a indusului și curentul din această bobină nu mai este în măsură să mențină releul în funcțiune, astfel că contactele sale RA_1 din circuitul contactorului de accelerare KA_1 revin, cu o întîrziere determinată, la poziția lor normală, cu alte cuvinte, se închid. Prin închiderea contactelor de blocare $2KL$ ale contactorului de linie, apăsarea pe butonul de pornire este de prisos. De notat că, odată cu intrarea în funcțiune a contactorului de linie, căderile de tensiune din rezistențele r_1, r_2 și r_3, provocate de curentul de pornire, sînt suficiente pentru a produce în bobinele RA_2, RA_3 și RA_4 ale releelor respective de accelerare curenți care să pună în funcțiune aceste relee care-și desfac contactele lor normal închise RA_2, RA_3 și RA_4 din circuitele contactoarelor de accelerare KA_2, KA_3 și KA_4.

Cînd , după o anumită întîrziere din momentul pornirii motorului, contactele RA_1 ale primului releu de accelerare se închid, contactorul de accelerare KA_1, fiind pus sub tensiune, își închide contactele sale normale deschise KA_1 și scurtcircuitează, astfel, prima treaptă de pornire r_1 a reostatului. Căderea de tensiune între bornele bobinei releului de accelerare KA_2 scade la valoarea zero și releul, ne mai fiind în funcțiune, contactele sale RA_2 revin la poziția lor normală, se închid.

Prin închiderea acestor contacte, se închide circuitul contactorului de accelerare KA_2 și contactorul, intrînd în funcțiune, scurcircuitează cea de a doua treaptă de pornire prin închiderea contactelor sale normal deschise KA_2.

Operațiile de mai sus se vor repeta pînă ce toate treptele de pornire vor fi scoase din circuitul indusului, cînd motorul va lucra pe caracteristica sa mecanică naturală.

Pentru oprirea motorului, este suficient să se apese butonul de oprire O. Prin această apăsare, toate contactoarele, atît contactoarele de linie KL, cît și contactoarele de accelerare KA_1, KA_2, KA_3 și KA_4, sînt scoase de sub tensiune ,și aceste contactoare își desfac contactele lor normal deschise, contacte care pînă acum fuseseră închise. Legătura motorului cu rețeaua este întreruptă : motorul se oprește și în circuitul indusului său se introduc toate treptele de rezistență ale reostatului, pregătindu-se, astfel, motorul pentru o nouă pornire.

Releul maximal RM, care figurează în schema descrisă, servește pentru protecția motorului împotriva scurtcircuitelor sau a supraincărcărilor mari ; iar siguranțele S_1 și S_2 servesc pentru protecția circuitului de comandă.

9-12. Comanda automată a pornirii și opririi motoarelor de curent continuu cu excitația serie

Pentru motoarele de curent continuu cu excitație serie, se folosește, aproape cu exclusivitate, comanda automată în funcție de timp. Schemele de comandă automată ale acestor motoare nu se deosebesc, în general, decît doar prin numărul treptelor reostatelor de pornire. Numai schemele de comandă ale servo-motoarelor, care servesc reostatelor, controlerelor, întrerupătoarelor etc. prezintă unele particularități.

Vom da, mai întîi, schema de pornire a unui astfel de servo-motor (fig. 9-18). În schema din fig. 9-18, KK reprezintă contactele unui inversor simplu, a cărui diagramă de controler este dată în fig. 9-19 ; LCI și LCN, două limitatoare de cursă.

După închiderea întrerupătorului In, închizînd contactele $1KK$ ale inversorului, prin circuitul conductorului pozitiv al rețelei de alimentare — contactele normal închise ale limitatorului de cursă LCI — contactele KKI, acum închise, ale inversorului — indusul motorului — rezistența de pornire R_1 — înfășurarea circuitului de excitație al motorului — conductorul negativ al rețelei de alimentare trece curent. Motorul, în circuitul căruia este introdusă rezistența R_1, pornește în condițiuni normale de pornire. Cînd mecanismul acționat de motor a parcurs un anumit drum, de exemplu cînd contactele unui întrerupător pe care-l acționează motorul se deschid, limitatorul de cursă LCI, acționat de un organ al

mecanismului acționat, își deschide contactele sale normal închise și, legătura motorului cu rețeaua fiind întreruptă, motorul se oprește.

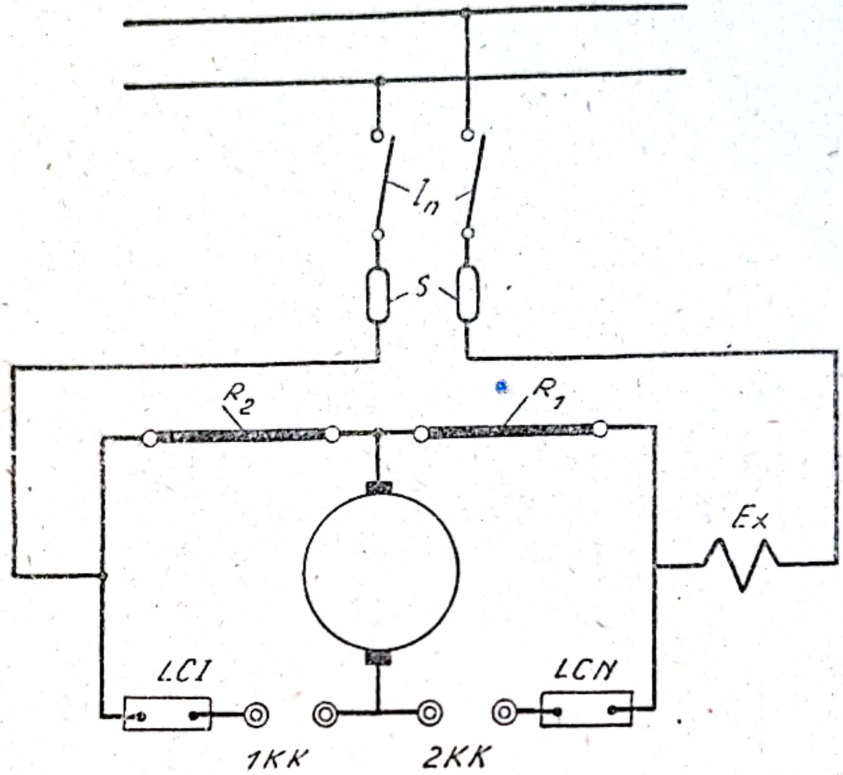


Fig. 9-18. Schema comenzii unui servo-motor

Pentru pornirea motorului în sens invers, „înapoi", se închid contactele $2KK$ ale inversorului.

Dezavantajul comenzii de pornire a servo-motorului după schema din fig. 9-18 stă în faptul că tot timpul funcționării rezistențele R_1 sau R_2 sînt legate în circuitul acestuia. Pentru servo-motoarele mici, avînd în vedere faptul că durata de funcționare a unui servo-motor este scurtă, acest dezavantaj nu prezintă mare importanță.

Contactele	Poziția		
	înainte	0	înapoi
1KK	×	-	-
2KK	-	-	×

Fig. 9-19. Diagrama de controler a inversorului

În fig. 9-20 este dată schema comenzii automate de pornire a unui motor obișnuit de curent continuu cu excitația serie, motor prevăzut cu

un reostat de pornire cu trei trepte și cu un controler pentru efectuarea comenzilor. Diagrama acestui controler este dată în fig. 9-21.

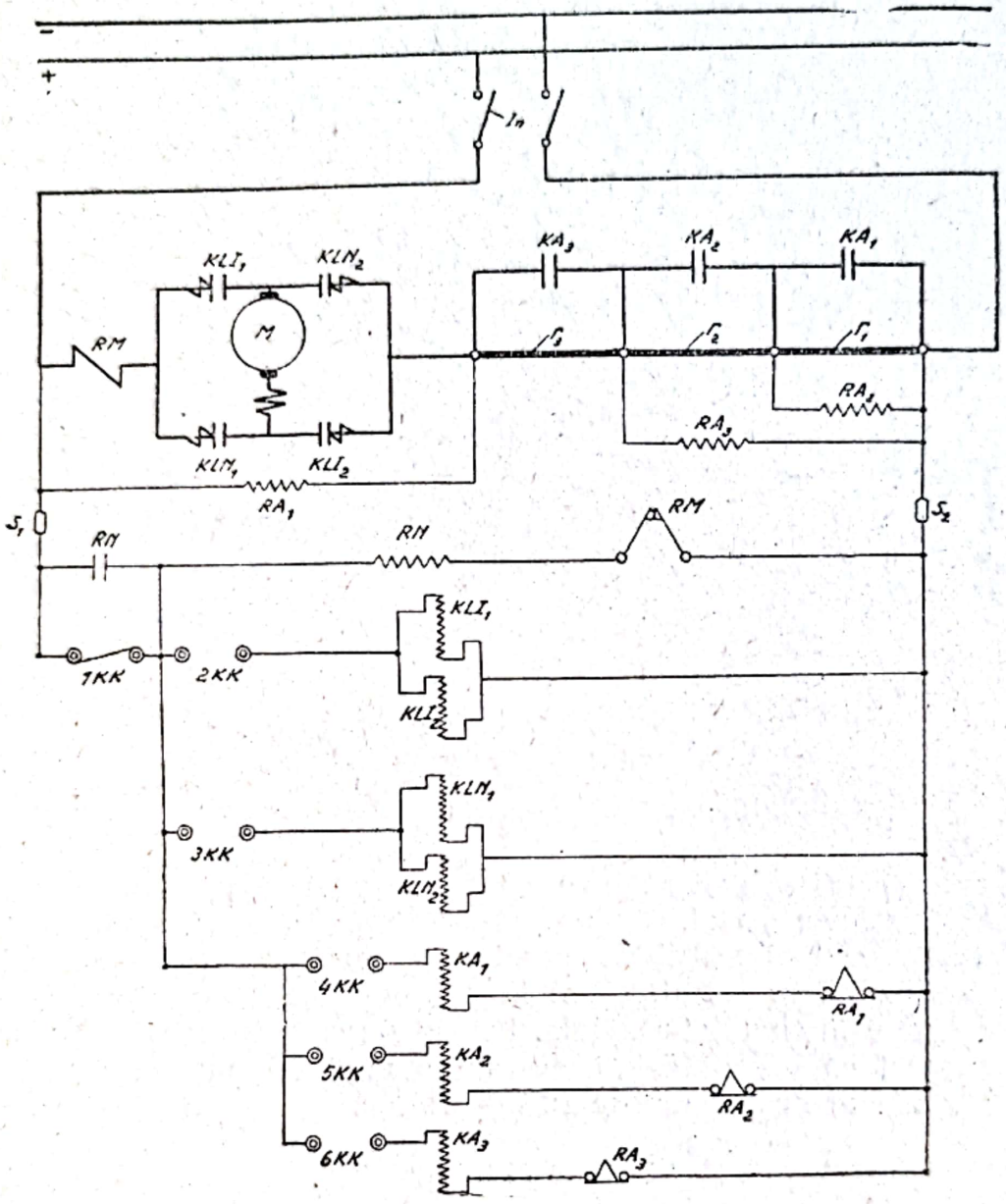


Fig. 9-20. Schema de pornire și oprire a unui motor cu excitația serie, reversibil

La închiderea întrerupătorului *In*, controlerul de comandă fiind pus în poziția de zero, ceea ce face ca contactele sale să fie închise, prin circuitul (+) — contactele închise 1*KK* ale controlerului de comandă — bobina *RN* a releului de tensiune nulă — contactele normal închise *RM* ale releului maximal — (—) se stabilește un curent de comandă și releul de tensiune nulă își închide contactele sale normal deschise *RN*. În același timp, releul de accelerare RA_1, pus sub tensiune din momentul închiderii întrerupătorului *In*, își desface contactele sale normal închise RA_1 din circuitul bobinei contactorului de accelerare KA_1.

La trecerea manetei controlerului de comandă în poziţia 1 „înainte", se închid contactele $2KK$ ale acestui controler şi bobinele contactoarelor de linie pentru mersul înainte KLI_1 şi KLI_2 sînt puse sub tensiune, cu toate că contactele $1KK$ ale controlerului, prin deplasarea manetei acestuia, s-au deschis, ţinînd seamă că, în schimb, sînt închise contactele RN ale releului de tensiune nulă. Cele două contactoare de linie KLI_1 şi KLI_2 închizîndu-şi contactele normal deschise din circuitul indusului, contacte purtînd aceleaşi simboluri literale, motorul este legat la reţea şi, cum în circuitul său sînt introduse toate cele trei trepte ale reostatului de pornire, motorul porneşte în condiţiuni normale.

Denumirea contactelor	Poziţia controlerului								
	înainte				0	înapoi			
	4	3	2	1		1	2	3	4
1 KK					×				
2 KK	×	×	×	×					
3 KK						×	×	×	×
4 KK	×	×	×				×	×	×
5 KK	×	×						×	×
6 KK	×								×

Fig. 9-21. Diagrama controlerului pentru motorul din schema 9-20

Odată cu închiderea contactelor KLI_1 (la pornirea înapoi, odată cu închiderea contactelor KLN_1), releul de accelerare RA_1 este scurtcircuitat şi îşi închide cu oarecare întîrziere contactele sale RA_1, care fuseseră deschise.

Cînd contactele RA_1 se închid şi maneta controlerului de comandă, adusă în poziţia 2, închide şi contactele $4KK$ ale controlerului, bobina KA_1 a contactorului de accelerare este pusă sub tensiune. Contactorul de accelerare KA_1 îşi închide, atunci, contactele sale normal deschise KA_1, care scurtcircuitează prima treaptă de rezistenţă r_1 a reostatului de pornire.

Prin deplasarea mai departe, în poziţiile 3 şi 4, ale manetei controlerului se scot din circuitul motorului şi celelalte două trepte de rezistenţă ale reostatului de pornire, motorul lucrînd, astfel, pe caracteristica sa mecanică naturală.

De fapt, după închiderea întrerupătorului In, cînd controlerul de comandă este în poziţia de zero, se împinge maneta controlerului pe ultima poziţie 4, de mers înainte, şi pornirea motorului, pînă la viteza sa nominală, se face automat.

Pentru oprirea motorului se readuce maneta controlerului în poziția zero și se deschide întrerupătorul *În*.

Dacă trebuie să se schimbe sensul de mers al motorului, atunci, după readucerea manetei controlerului în poziția de zero, se împinge această manetă pe poziția limită 4, de mers înapoi, și motorul, în mod automat, va ajunge să se învîrtă, cu viteza sa nominală, în sens invers.

Relelul maximal *RM* servește la protecția motorului contra curenților de scurtcircuit sau a curenților prea mari, datorați unei supraîncărcări inadmisibile a motorului. Siguranțele S_1 și S_2 protejează circuitul de comandă.

Cînd motorul este în funcțiune, maneta controlerului fiind pe una din pozițiile 2, 3 sau 4 înainte sau înapoi, contactele *1KK* ale controlerului fiind deschise, releul de tensiune *RN* scoate motorul din funcțiune, prin deschiderea contactelor sale normal închise, de îndată ce tensiunea rețelei scade sub o anumită valoare sau dispare complet.

9-13. Comanda automată a pornirii motoarelor sincrone

După cum s-a arătat în paragraful (3-30), legarea înfășurării statorice a motorului sincron la rețeaua de alimentare, în momentul pornirii motorului, se face direct, fie printr-un reactor (o bobină de reactanță), fie printr-un autotransformator. În toate aceste cazuri, pornirea motorului sincron se face în asincron.

Prima metodă de conectare la rețea a înfășurării statorice, în momentul pornirii, se folosește pentru motoarele de tensiune joasă și putere mică ; ultimele două metode, pentru motoarele peste 100 kW, de tensiune înaltă.

La pornirea motoarelor sincrone cu ajutorul reactoarelor sau al autotransformatoarelor, alimentarea înfășurării rotorice cu curent continuu poate fi făcută fie înainte ca înfășurării statorice să i se fi aplicat întreaga tensiune a rețelei de alimentare, fie după ce i s-a aplicat această tensiune. Schemele de conectare, în care alimentarea cu curent continuu a înfășurării rotorului se face înainte ca statorului să i se fi aplicat întreaga tensiune a rețelei de alimentare, sînt cunoscute sub numele de *scheme de pornire ușoară* ; celelalte scheme, în care alimentarea cu curent continuu a înfășurării rotorului se face abia după ce i s-a aplicat statorului întreaga tensiune de alimentare a rețelei, sînt cunoscute sub numele de *scheme de pornire grea*.

Schemele de pornire ușoară se folosesc în cazul cînd cuplul de intrare în sincronism al motorului este mic. Ele au avantajul că nu provoacă șocuri de curent în rețeaua de alimentare. Schemele de pornire grea se folosesc în cazul cînd cuplul de intrare în sincronism este mai mare.

Oricare ar fi metoda de pornire a unui motor sincron, elementul cel mai important al comenzii pornirii este dispozitivul de alimentare cu curent continuu a înfășurării rotorului, alimentarea trebuind să fie făcută în momentul în care viteza motorului a atins valoarea care îi permite acestui motor intrarea normală în sincronism.

Scanned with OKEN Scanner

In fig. 9-22 și în fig. 9-23 sînt date schemele folosite astăzi pentru alimentarea cu curent continuu a înfășurării rotorului unui motor sincron.

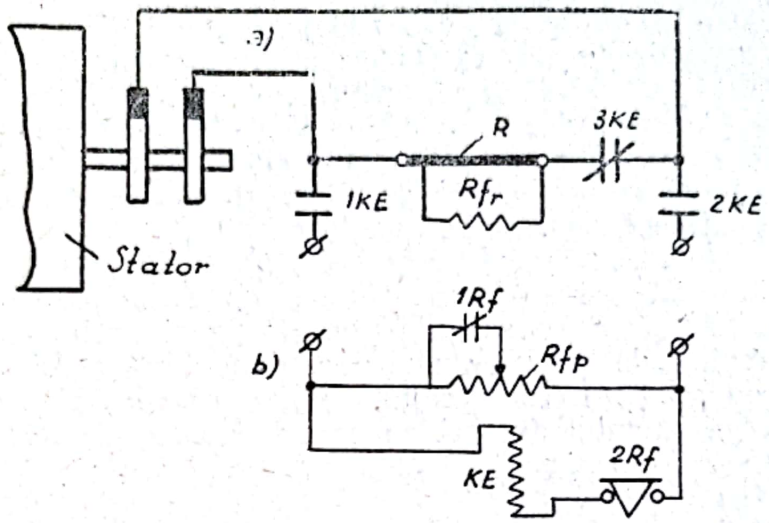


Fig. 9-22. Comanda alimentării cu curent continuu a unui motor sincron

În schema din fig. 9-22 *a* și *b*, *KE* reprezintă un contactor de excitație, *Rf* un releu de frecvență, iar *R* o rezistență de descărcare pe care se închide înfășurarea de excitație la întreruperea curentului continuu. Această înfășurare este alimentată cu curent continuu prin închiderea contactelor normal deschise 1*KE* și 2*KE* și prin desfacerea contactelor normal închise 3*KE* ale contactorului *KE* (fig. 9-22 *a*), contactor care este pus în funcțiune de releul de frecvență *Rf*.

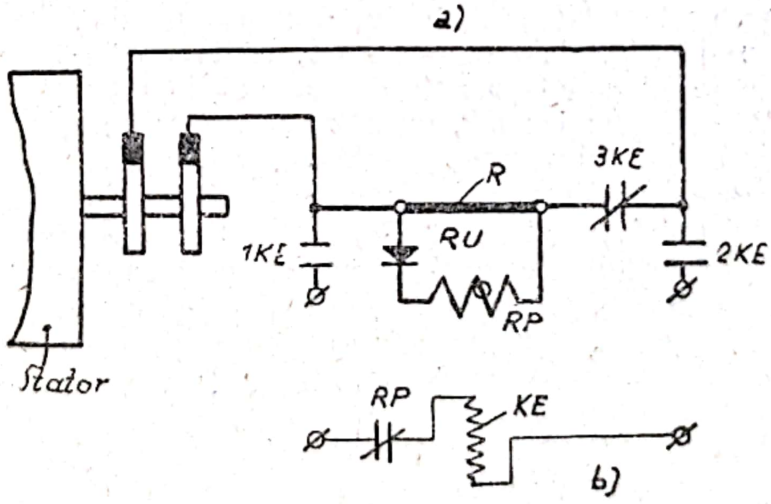


Fig. 9-23. Comanda alimentării cu curent continuu a rotorului unui motor sincron

Releul de frecvență este un releu de timp pendular, avînd sistemul său electromagnetic propriu. Releul are două înfășurări, două bobine distincte: o *înfășurare principală* Rf_p (fig. 9-22 *b*), legată direct la rețeaua de alimentare cu curent continuu a circuitului de excitație, și o *înfășurare*

de reținere Rf_r (fig. 9-22 *a*), care este legată în derivație pe rezistența de descărcare *R* și care împiedică, prin intermediul unui clichet, intrarea în funcțiune a releului de frecvență.

Bobina de reținere Rf_r, fiind legată în circuitul înfășurării de excitație, care, în perioada de pornire a motorului, este închisă pe rezistența *R* prin intermediul contactelor normal închise 3 *KE* ale contactorului *KE*, este străbătută de un curent direct proporțional cu tensiunea de la bornele sale, deci direct proporțional cu f.e.m. din circuitul înfășurării de excitație, și invers proporțional cu impedanța sa. Dar, în timp ce f.e.m. născută în circuitul de excitație, f.e.m. proporțională cu alunecarea rotorului, se micșorează proporțional cu această alunecare, impedanța înfășurării de reținere, datorită rezistenței sale care rămîne constantă, se micșorează, din cauza micșorării reactanței sale, într-un ritm mai puțin accentuat decît f.e.m. din circuitul de excitație, atunci cînd, motorul accelerîndu-și mersul, alunecarea scade. În consecință, pe măsură ce viteza de rotație a motorului crește, curentul din bobina de reținere se micșorează. În apropierea vitezei de sincronism, valoarea curentului din bobina de reținere nu mai este suficientă pentru a menține clichetul care împiedică funcționarea releului de frecvență. Clichetul scapă și, cum bobina principală Rf_p a releului de frecvență este sub tensiune, releul intră în funcțiune, închizîndu-și cu o oarecare întîrziere contactele sale normal deschise *2Rf* din circuitul bobinei *KE* a contactorului *KE*. Contactorul își închide atunci contactele sale normal deschise 1*KE* și 2*KE* și își desface contactele sale normal închise *3KE*, legînd, astfel, înfășurarea circuitului de excitație la rețeaua sa de alimentare.

Bobina principală Rf_p a releului de frecvență este parțial șuntată, înainte de intrarea în funcțiune a acestui releu, de contactele normal închise 1*RF* ale acestuia. După intrarea în funcțiune a releului de frecvență, contactele sale normal închise 1 *Rf* se desfac și bobina principală a releului de frecvență este străbătută de curentul său nominal.

În schema din fig. 9-23 *a* și 9-23 *b*, *KE* reprezintă contactorul cu ajutorul căruia se leagă înfășurarea de excitație la rețeaua sa de alimentare de curent continuu; iar *RP*, un *releu polarizat* cu ajutorul căruia se realizează intrarea în funcțiune a contactorului *KE*.

Bobina *RP* a releului polarizat (fig. 9-23 *a*) este legată în derivație, prin intermediul redresorului uscat *RU*, pe rezistența de descărcare *R*. Ea este prevăzută cu un tub amortizor de cupru, montat pe miezul său de fier.

În timpul procesului de pornire a motorului, redresorul uscat *RU* lasă să treacă curent în bobina *RP* a releului polarizat, numai atunci cînd tensiunea alternativă de la bornele bobinei, tensiune determinată de căderea de tensiune din rezistența *R*, este pozitivă.

Cum tensiunea la bornele bobinei releului polarizat, proporțională cu f.e.m. din circuitul de excitație, scade pe măsură ce crește viteza motorului și cum frecvența acestei tensiuni, proporțională cu alunecarea motorului, scade și ea odată cu creșterea vitezei de rotație, curentul redresat i_r din această bobină are alura din fig. 9-24. Fluxul Φ_r produs de acest curent, datorită tubului amortizor de cupru, deși scade în intervalele dintre undele de curent redresate, se menține, atîta timp cît distanța dintre aceste unde nu este prea mare, deasupra unei anumite valori Φ_e, numită *flux de eliberare*. Cînd însă viteza motorului se apropie de viteza de sincronism,

distanța dintre undele de curent redresate este mare și fluxul scade între două unde redresate sub valoarea fluxului de eliberare și armătura releului, care fusese atrasă de miezul bobinei chiar din momentul conectării statorului la rețeaua de alimentare, este eliberată. Contactele RP ale acestui releu, din circuitul contactorului KE, revin la poziția lor normală, cu alte cuvinte se închid. Prin închiderea circuitului bobinei KE a contactorului, acesta își închide contactele sale normal deschise $1KE$ și $2KE$, își desface contactele sale normal închise $3KE$ și circuitul de excitație al motorului este, astfel, legat la rețeaua sa de alimentare.

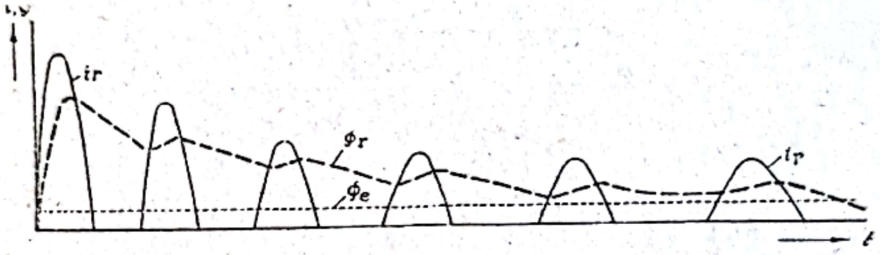


Fig. 9-24. Principiul de funcționare al unui releu polarizat

În fig. 9-25 este dată schema comenzii de pornire a unui motor sincron de putere mică și de tensiune joasă.

În această schemă, KL_1 și KL_2 reprezintă contactoarele care servesc la legarea statorului la rețeaua sa de alimentare; KE (cu bobinele $1KE$ și $2KE$) reprezintă un contactor pentru legarea la rețeaua de curent continuu a înfășurării de excitație; r reprezintă rezistența pe care este închisă în perioada de pornire, această înfășurare; R reprezintă niște rezistențe legate în serie cu statorul în momentul pornirii motorului, rezistențe care servesc la limitarea curentului de pornire; Rf_1 și Rf_2 reprezintă două relee de frecvență, neprevăzute cu bobine de reținere; RB reprezintă un releu de blocare; iar RM_1 și RM_2 reprezintă două relee maximale pentru protecția motorului.

Pentru pornirea motorului se închide întrerupătorul tripolar In_m al motorului și întrerupătorul bipolar In_c al circuitului de comandă. Se apasă, apoi, pe butonul de pornire P, punîndu-se astfel, contactorul de linie KL_1 sub tensiune. Contactorul își închide toate contactele sale normal deschise: $1KL_1$, $2KL_1$, $3KL_1$, $4KL_1$ și $5KL_1$. Prin închiderea contactelor principale $1KL_1$, $2KL_1$ și $3KL_1$, statorul S este legat la rețeaua de alimentare prin intermediul rezistențelor R. Motorul, al cărui rotor R este reprezentat în schema de comandă, pornește în condițiuni normale. Prin închiderea contactelor $4KL_1$, apăsarea pe butonul de pornire P nu mai este necesară; iar prin închiderea contactelor $5KL_1$, se închide circuitul releului de blocare RB.

Odată cu pornirea motorului, releele de frecvență Rf_1 și Rf_2 intră imediat în funcțiune, curenții care străbat bobinele acestor relee fiind maximi în momentul pornirii motorului. Releele își deschid contactele lor normal închise Rf_1 și Rf_2 înainte ca releul de blocare RB să-și fi putut închide contactele sale, normal deschise, montate în circuitul care leagă bobinele contactoarelor KL_1 și KL_2. Pentru acest motiv, deși contactele

RB ale releului de blocare se închid, contactoarele KL_2 și KE nu sînt puse sub tensiune, căci contactele lor Rf_1 și Rf_2 sînt desfăcute.

Releul Rf_1 este astfel reglat încît contactele sale normal închise Rf_1, contacte care s-au desfăcut în momentul pornirii motorului, să se închidă abia atunci cînd viteza motorului ajunge la 60 ÷ 70% din viteza sa de sincronism, curentul care străbate bobina releului scăzînd atunci la o valoare care nu mai este în măsură să mențină în funcțiune acest releu. Prin închiderea contactelor Rf_1, bobina contactorului KL_2 este pusă sub tensiune și acest contactor își va închide contactele sale principale, normal deschise, $1KL_2$, $2KL_2$ și $3KL_2$, scurtcircuitînd astfel rezistențele R și legînd statorul direct la rețeaua de alimentare.

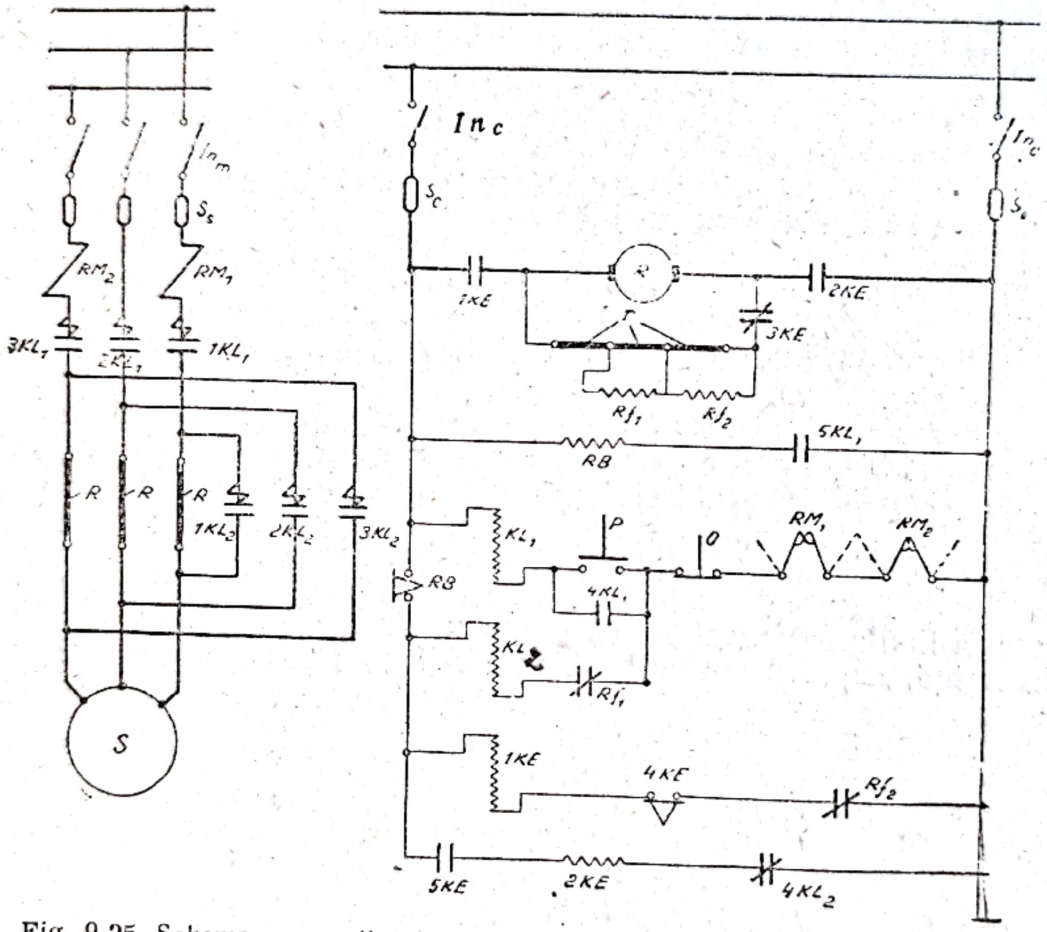


Fig. 9-25. Schema comenzii automate a motoarelor sincrone de putere mică și tensiune joasă

Releul Rf_2 este astfel reglat, încît contactele sale normal închise din circuitul contactorului KE să revină la poziția lor normală, cu alte cuvinte să se închidă, de îndată ce viteza de rotație a motorului depășește 95% din viteza sa de sincronism. Prin închiderea acestor contacte, bobina $1KE$ a contactorului KE este pusă sub tensiune, astfel încît acest contactor își închide contactele sale normal deschise $1KE$, $2KE$, $5KE$ și își desface contactele sale normal închise $3KE$ și $4KE$. Prin închiderea contactelor normal deschise $1KE$ și $2KE$ și prin desfacerea contactelor normal închise $3KE$, circuitul de excitație al motorului este legat la rețeaua de curent con-

tinuu și motorul intră în sincronism. Odată cu punerea sub tensiune a bobinei $1KE$, numită *bobină de conectare* a contactorului KE, un clichet reține armătura acestui contactor în poziția închis, cu alte cuvinte, menține toate contactele sale normal deschise în poziție închisă și toate contactele sale normal închise în poziție deschisă. Această situație nu poate fi schimbată decît atunci cînd bobina $2KE$ a contactorului KE, numită *bobină de deconectare*, va fi pusă sub tensiune și va atrage clichetul, eliberînd armătura contactorului. Această punere sub tensiune a bobinei de deconectare $2KE$ se realizează prin apăsarea butonului de oprire O, atunci cînd vrem să oprim motorul.

Prin apăsarea butonului de oprire O, bobinele KL_1 și KL_2 ale contactoarelor KL_1 și KL_2 încetează de a mai fi sub tensiune. Toate contactele acestor contactoare revin la poziția lor normală. Prin revenirea la poziția normală a contactelor $1KL_1$, $2KL_1$, $3KL_1$, $1KL_2$, $2KL_2$, și $3KL_2$, legătura statorului cu rețeaua este întreruptă ; iar prin revenirea la poziția normală a contactelor normal închise $4KL_2$, bobina de deconectare $2KE$ a contactorului KE este pusă sub tensiune, ținînd seama că contactele $5KE$ sînt menținute închise din cauza clichetului care nu eliberează armătura contactorului KE. Bobina $2KE$, fiind sub tensiune, atrage clichetul care, eliberînd armătura contactorului KE, face ca toate contactele acestui contactor să revină la poziția lor normală. În felul acesta, deschizîndu-se contactele $1KE$ și $2KE$ și închizîndu-se contactele $3KE$, legătura circuitului de excitație al motorului este întreruptă. Motorul este, astfel, pregătit pentru o nouă pornire.

În fig. 9-26 este dată schema comenzii automate prin intermediul unui autotransformator a unui motor sincron de putere mijlocie și tensiune joasă.

În această schemă, AT reprezintă un autotransformator ; D E, o excitatoare pentru alimentare cu curent continuu a circuitului de excitație al motorului ; R_e rezistența pe care este închis acest circuit de exitație, în perioada de pornire în asincron a motorului ; In_s, un întrerupător tripolar din circuitul statorului ; In_c, un întrerupător bipolar din circuitul de comandă ; S_1 și S_2 două siguranțe pentru protecția acestui din urmă circuit ; KB, un contactor de blocare ; KAT, un contactor pentru conectarea la rețea a statorului prin intermediul autotransformatorului AT ; KL, un contactor pentru conectarea directă la rețea a statorului ; KE, un contactor pentru alimentarea cu curent continuu a circuitului de excitație ; RP, un releu polarizat ; RU, un redresor uscat ; RM_1 și RM_2, două relee maximale pentru protecția motorului sincron.

Pentru pornirea motorului sincron, se apasă pe butonul de pornire P, după ce, în prealabil, s-au închis întrerupătoarele In_s și In_c. Cum contactele RM_1, RM_2, O, $5KL$, $4KL$ și $6KAT$ din circuitul bobinei KB a contactorului de blocare sînt închise, prin apăsarea butonului de pornire P, această bobină este pusă sub tensiune și contactele sale normal deschise $1KB$, ca și contactele sale normal deschise $2KB$, din circuitul bobinei KAT a contactorului KAT, se închid ; iar contactele sale normal închise $3KB$, din circuitul bobinei KL a contactorului KL, se deschid. Prin închiderea contactelor $1KB$, apăsarea pe butonul de pornire P nu mai este necesară ; prin închiderea contactelor $2KB$, este pusă sub tensiune bobina KAT a contactorului KAT ; iar prin deschiderea contactelor $3KB$, circuitul

bobinei *KL* a contactorului *KL* nu poate fi închis pînă la scoaterea din funcțiune a contactorului *KAT*.

Bobina *KAT* fiind pusă sub tensiune, așa cum s-a văzut mai sus, contactorul *KAT* își închide imediat contactele sale normal deschise 1*KAT*, 2*KAT*, 3*KAT*, 4*KAT* și 5*KAT*, legînd statorul la rețeaua de alimentare, prin intermediul transformatorului *AT*. Motorul pornește. În momentul pornirii sale, f.e.m. produsă de cîmpul învîrtitor al statorului în înfășurarea de excitație de pe rotor este maximă și, deci, și tensiunea la bornele rezistenței pe care este legat releul polarizat *RP* și redresorul uscat *RU* este maximă. Datorită acestei tensiuni maxime, tensiune a cărei frecvență este și ea maximă, fiind egală în momentul pornirii cu frecvența curenților din stator, releul polarizat *RP* își închide armătura, schimbînd poziția contactelor sale: contactele normal deschise 1*RP*, din circuitul contactorului *KL*, se închid, iar contactele normal închise 2*RP*, din circuitul contactorului *KE*, se deschid.

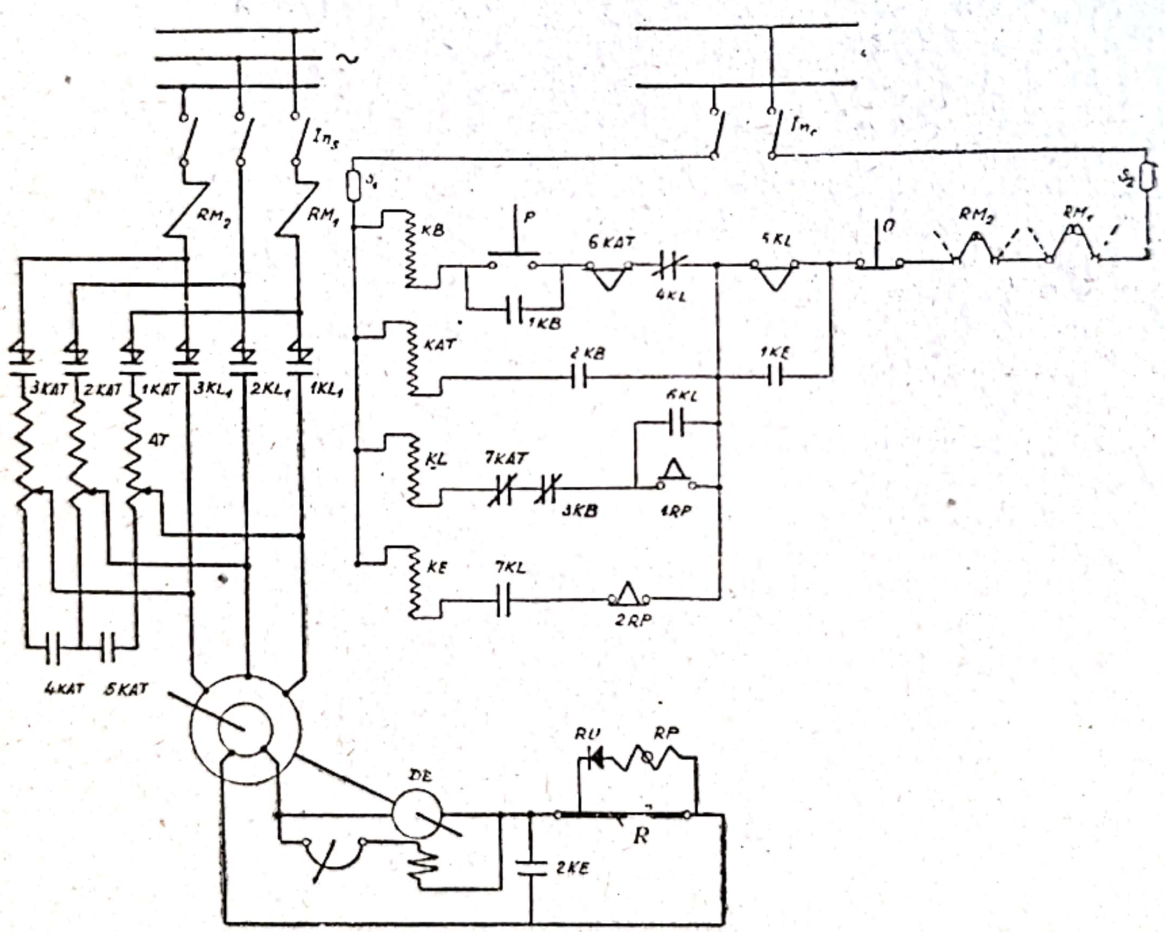


Fig. 9-26. Schema comenzii automate de pornire și oprire a unui motor sincron de putere medie și tensiune joasă

Odată cu intrarea în funcțiune a contactorului *KAT*, deci chiar din momentul pornirii motorului, acest contactor acționează asupra unui releu de timp pendular care face parte integrantă din construcția sa. Contactele normal închise ale acestui releu, notate în schemă cu 6*KAT*, se deschid cu o oarecare întîrziere. La deschiderea acestor contacte se întrerupe circuitul bobinei *KB* a contactorului de blocare și contactele acestui con-

tactor revin la poziția normală: contactele $1KB$ și $2KB$ se deschid, iar contactele $3KB$ se închid. Prin deschiderea contactelor $1KB$ se asigură întreruperea mai departe a circuitului contactorului de blocare, iar prin deschiderea contactelor $2KB$ se întrerupe curentul din circuitul contactorului KAT, care-și desface contactele sale normal deschise $1KAT$, $2KAT$, $3KAT$, $4KAT$ și $5KAT$, tăind legătura transformatorului AT cu rețeaua de alimentare, și își închide contactele sale, normal închise, $7KAT$ din circuitul contactorului KL.

Închiderea acestor din urmă contacte pune sub tensiune bobina contactorului KL, ținînd seama că celelalte contacte din circuitul acestei bobine ($3KB$, $1RP$, $5KL$, O, RM_2 și RM_1) sînt și ele închise. Contactorul KL intră, deci, în funcțiune și schimbă, astfel, poziția normală a contactelor sale. Prin închiderea contactelor $1KL$, $2KL$ și $3KL$, normal deschise, statorul motorului este legat direct de rețea; iar prin închiderea contactelor normal deschise $7KL$ din circuitul contactorului KE, acest contactor este pregătit pentru intrarea sa în funcțiune.

În acest timp, motorul ajungînd în apropierea vitezei sale de sincronism, releul polarizat RP, din cauza tensiunii și frecvenței mici de alimentare a acestui releu, își deschide armătura sa, închizîndu-și cu o oarecare întîrziere contactele sale normal închise $2RP$ din circuitul contactorului KE care, prin închiderea contactelor sale normal deschise $1KE$ și $2KE$, asigură, pe de o parte, menținerea mai departe sub tensiune a bobinei contactorului KL, iar pe de altă parte șuntează rezistența R din circuitul de excitație al motorului. Motorul, fiind acum direct alimentat de excitatoarea DE, va intra în sincronism.

Pentru oprirea motorului este suficient să se apese pe butonul de oprire. Prin apăsarea acestuia, bobinele contactoarelor KL și KE ne mai fiind străbătute de curent, se întrerupe atît alimentarea statorului cît și alimentarea circuitului de excitație.

Schemele de comandă ale motoarelor sincrone de înaltă tensiune nu se deosebesc principial de acelea ale motoarelor sincrone de joasă tensiune. Cu toate acestea, ele sînt cu mult mai complicate, din cauza aparatajului de protecție și de semnalizare necesar în acest caz, mai ales dacă motoarele au puteri mari.

În fig. 9-27 este dată cea mai simplă schemă de comandă a pornirii unui motor sincron de înaltă tensiune, motor care, fiind de putere medie, se leagă direct la rețeaua de alimentare, fără intermediul unui reactor sau al unui autotransformator. Se înțelege că această schemă poate fi folosită numai în cazul cînd căderea de tensiune, provocată de curentul de pornire, în rețeaua de alimentare, nu depășește limitele admise de normala funcționare a acestei rețele.

În această schemă: S reprezintă un separator; RM_1 și RM_2, două relee maximale pentru protecția motorului, alimentate prin intermediul unui transformator de intensitate; L, un întrerupător automat cu acționare electromagnetică; R, rezistența pe care este legat, în perioada de pornire a motorului, circuitul său de excitație; Rf_r, bobina de reținere a unui releu de frecvență; RRC, un releu de rupere a curentului, releu al cărui rost va fi arătat mai jos la descrierea modului de funcționare a schemei; R_e, un reostat de reglare a curentului de excitație; KBL, un contactor pentru comanda alimentării cu curent a bobinei BL, care servește la închiderea

întrerupătorului automat L; RS, un releu pentru evitarea supraîncălzirii înfășurării de pornire, releu care limitează durata de pornire a motorului și care este alcătuit dintr-un motor RS și dintr-un electromagnet RS; Rf_p, bobina principală a releului de frecvență; KE, un contactor pentru legarea la rețeaua de curent continuu a circuitului de excitație, releu prevăzut cu două bobine: bobina $1KE$, care servește la conectarea la rețea a circui-

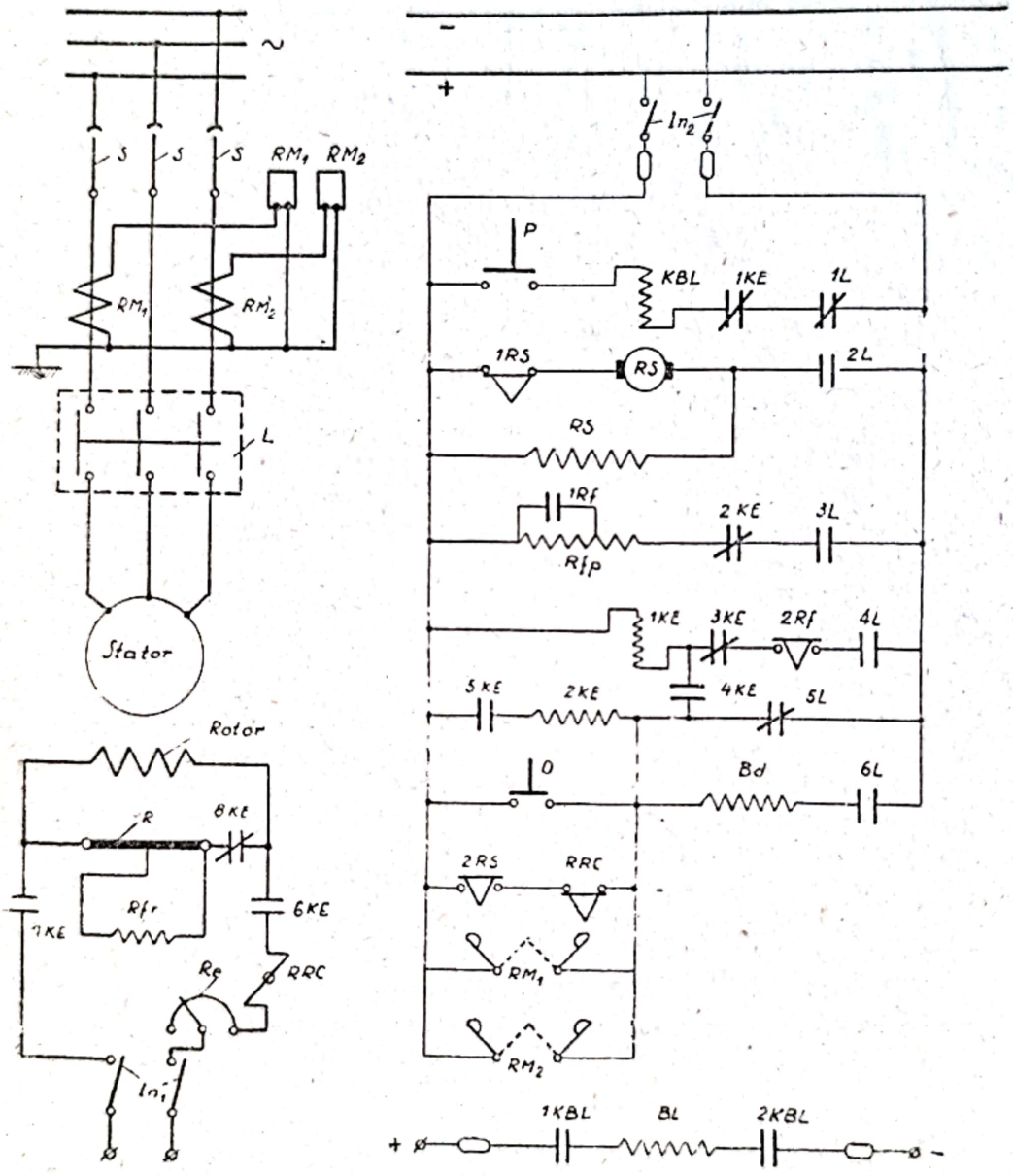


Fig. 9-27. Schema comenzii de pornire a unui motor sincron de putere mijlocie și tensiune înaltă

tului de excitație, și bobina $2KE$, care servește la deconectarea de la rețea a acestui circuit; B_d, bobina de deconectare a statorului de la rețea.

Iată acum modul de funcționare a acestei scheme.

După închiderea separatorului tripolar S și a întrerupătoarelor In_1 și In_2, se apasă pe butonul de pornire P. La apăsarea pe acest buton, bobina KBL a contactorului pentru alimentarea bobinei BL este pusă sub tensiune, contactele $1KE$ și $1L$ fiind normal închise. Contactorul KBL își închide contactele sale normal deschise $1KBL$ și $2KBL$ din circuitul bobinei BL. De observat că această bobină este alimentată de la niște bare separate de acelea care alimentează restul circuitului de comandă, deoarece această bobină cere un curent mare, atunci cînd este pusă sub tensiune, ceea ce ar provoca dificultăți în funcționarea celorlalte aparate ale schemei, dacă ele ar fi alimentate de la aceleași bare. Prin bobina BL trecînd în aceste condiții un curent puternic, ea este în măsură să acționeze asupra întrerupătorului L din circuitul motorului, închizîndu-l. Un clichet mecanic intră în joc și menține mai departe întrerupătorul L în poziția „închis", chiar dacă prin bobina BL nu mai trece curent.

La închiderea întrerupătorului L, toate contactele $1L$, $2L$, ... $6L$, acționate mecanic prin deplasarea sa, își schimbă poziția lor normală.

Prin deschiderea contactelor normal închise $1L$ din circuitul bobinei KBL, această bobină este scoasă de sub tensiune și, ca urmare, contactele normal deschise $1KBL$ și $2KBL$ revin la poziția lor normală, se deschid, întrerupînd alimentarea bobinei BL care lucrează asupra întrerupătorului L. Acesta rămîne, însă, conectat mai departe la rețea, menținut în poziția închis, așa cum s-a spus mai sus, prin clichetul său mecanic.

Prin schimbarea poziției normale a celorlalte contacte ($2L$, $3L$, $4L$, $5L$ și $6L$) ale întrerupătorului L, sînt pregătite pentru funcționare circuitele celorlalte aparate de comandă.

Se înțelege că, odată cu închiderea întrerupătorului L, motorul pornește.

În acest timp, prin închiderea contactelor normal deschise $2L$, este alimentat atît motorul cît și bobina electromagnetului releului RS, care servește la evitarea supraîncălzirii înfășurării rotorice de pornire. Motorul RS, fiind alimentat, pornește și deplasează o pîrghie, prin intermediul unui reductor cu un mare raport de transmisie, pîrghie care împinge un clichet ce menținea contactele $1RS$ în poziție închisă. Clichetul fiind împins, electromagnetul RS, a cărui bobină este alimentată, atrage contactele $1RS$ și le menține în poziție deschisă. Prin aceasta alimentarea motorului RS este întreruptă și motorul acesta se oprește.

Cînd viteza motorului sincron depășește 95% din viteza de sincronism, bobina de reținere Rl_r a releului de frecvență, ca urmare a micșorării curentului ce o traversează, scapă clichetul care împiedica închiderea contactelor $2RF$, normal deschise, cu întîrziere la închidere, ale acestui releu, contacte montate în circuitul contactorului KE și bobina $1KE$, prin închiderea acestor contacte, este pusă sub tensiune, deoarece celelalte contacte $3KE$ și $4L$ din circuitul său sînt deja închise. Bobina $1KE$, fiind străbătută de curent, atrage armătura contactorului KE care, datorită unui clichet mecanic, va rămîne în această poziție atrasă, chiar dacă nu mai trece curent prin bobină, pînă cînd bobina de deconectare $2KE$ a contactorului nu va fi atras clichetul mecanic. Prin atragerea armăturii contactorului KE, toate contactele sale își schimbă poziția lor normală. Astfel, prin închiderea contactelor normal deschise $6KE$ și $7KE$ și prin deschiderea contactelor normal închise $8KE$, circuitul de excitație este legat la

rețeaua de alimentare de curent continuu și, în același timp, este scoasă din acest circuit rezistența *R*. Motorul, al cărui circuit de excitație este, astfel, alimentat cu curent continuu, va intra în sincronism și va continua să funcționeze mai departe ca motor sincron.

Dacă din cauza unor deranjamente în schemă, releul *RS*, a cărui bobină este sub tensiune, își închide contactele sale normal deschise 2*RS*, cu întîrziere la închidere, înainte ca releul de rupere a curentului *RRC* să-și fi deschis contactele sale normal închise *RRC*, cu întîrziere la deschidere, contacte montate în circuitul de comandă, ceea ce înseamnă că durata de pornire a motorului a depășit limita prescrisă, bobina de deconectare *Bd* este pusă sub tensiune. Ea atrage clichetul mecanic care menține întrerupătorul *L* în poziția închis și întrerupătorul, a cărui bobină de acționare *BL* nu mai este sub tensiune, se va deschide și va tăia legătura statorului cu rețeaua sa de alimentare. Motorul se va opri și operația de pornire trebuie reluată de la început, după înlăturarea deranjamentelor din schemă.

Motorul, fiind în funcțiune, se oprește în mod automat dacă, din cauza unei defectări a circuitului de excitație, se întrerupe curentul din acest circuit sau dacă, sarcina motorului depășind o anumită limită, curentul cerut de stator de la rețeaua sa de alimentare depășește o anumită valoare. În primul caz, bobina releului *RRC* ne mai fiind parcursă de curent, contactele *RRC* ale acestui releu revin la poziția lor normală, se închid și pun, astfel, sub tensiune bobina de deconectare *Bd*. În al doilea caz, curentul din releele maximale RM_1 și RM_2 depășind o anumită valoare, contactele RM_1 și RM_2 ale acestor relee se închid, punînd sub tensiune bobina de deconectare *Bd*. Se înțelege că același lucru se întîmplă și atunci cînd, ca urmare a unei defectări a înfășurării statorice, curentul pe o fază a statorului depășește valoarea maximă admisibilă.

În sfîrșit, pentru oprirea motorului, este suficient să apăsăm pe butonul de oprire. Prin apăsarea acestui buton, aceeași bobină de deconectare *Bd* este pusă sub tensiune, clichetul mecanic al întrerupătorului este atras și întrerupătorul se deschide, întrerupînd alimentarea cu curent a statorului.

În cazul schemei din fig. 9-27, circuitul de comandă este prevăzut, așa după cum s-a văzut, cu două perechi de bare de alimentare, independente una de cealaltă. În cazul general, cînd pornirea motoarelor sincrone de tensiune înaltă se face printr-un reactor sau printr-un autotransformator, se folosesc, obișnuit, trei perechi de bare pentru alimentarea circuitelor de comandă: o pereche de bare, complet independentă de celelalte două, pentru alimentarea bobinei de deconectare care, așa după cum am spus, cere un curent puternic în timpul, de altfel scurt, cît funcționează și alte două perechi care nu mai sînt independente, ele fiind alimentate simultan de la aceeași sursă de curent continuu, una pentru aparatele de pornire și alta pentru cele de oprire din schema de comandă.

9-14. Principii de comandă automată a frînării motoarelor electrice

Pentru mărirea productivității mecanismelor executoare care, prin natura proceselor tehnologice pe care le execută, cer un mare număr de inversări ale sensului de mers al motoarelor lor de acționare, este necesar

ca, la schimbarea sensului de mers, aceste motoare să fie puternic frînate, pentru ca durata procesului de inversare să fie cît mai scurtă

Această frînare a motoarelor de acționare se poate realiza fie mecanic, fie electric.

Frînarea mecanică se realizează, obișnuit, cu ajutorul unor saboți sau a unui ferodou care se aplică în momentul deconectării motorului de la rețea, în vederea opririi sale, pe un organ special, pe o tobă, a acționării.

Comanda frînării se face de cele mai multe ori electric, prin intermediul unui electromagnet de frînare. Astfel, în cazul frînării cu ajutorul saboților, frînare folosită, de exemplu, în cazul mașinilor miniere de extracție, acești saboți sînt îndepărtați de toba pe care se aplică prin intermediul unui sistem de pîrghii acționat de un electromagnet sau de un servomotor. Aplicarea saboților pe toba acționării se realizează cu ajutorul aceluiași sistem de pîrghii, acționat de o greutate, de îndată ce asupra sistemului nu mai lucrează electromagnetul sau servomotorul. Servomotorul sau electromagnetul se conectează la rețea odată cu motorul de acționare căruia îi permite învîrtirea acționării, îndepărtînd saboții de tobă. La deconectarea motorului de acționare, este deconectat simultan și electromagnetul sau servomotorul și sistemul de pîrghii, acționat acum numai de greutate, aplică, sub influența acestei greutăți, saboții pe toba acționării, pe care o frînează puternic și o oprește într-un timp foarte scurt.

Pentru frînarea electrică a motoarelor de acționare, se folosește, obișnuit, regimul de frînare dinamică a motoarelor sau regimul de frînare prin cuplare inversă (frînare prin contraconcurent). Numai rare ori se folosește regimul de frînare prin recuperare.

Oricare ar fi metoda folosită pentru frînarea motoarelor de acționare, se înțelege că, pentru comanda automată a acestei frînări, circuitele de comandă trebuie să fie prevăzute cu aparate speciale în acest scop, în afară de aparatele necesare pentru comanda automată a pornirii și opririi motoarelor.

9-15. Comanda automată a frînării dinamice a motoarelor de curent continuu cu excitația derivație

În fig. 9-28 este dată schema comenzii automate a frînării dinamice a unui motor de curent continuu cu excitația derivație, motor al cărui reostat de pornire are o singură treaptă de rezistență.

În această schemă : *KL* reprezintă un contactor de linie, care servește la conectarea la rețea a motorului ; *KA*, un contactor de accelerare, care servește la scoaterea reostatului de pornire din circuitul indusului ; *RT*, un releu de tensiune,care servește la punerea în funcțiune a contactorului de frînare *KF* ; *KF*, contactorul de frînare, care servește la legarea, în momentul opririi motorului, a indusului acestui motor pe o rezistență de frînare.

Modul de funcționare a acestei scheme este următorul.

Pornirea motorului se face, așa cum am văzut la schemele comenzilor automate pentru pornirea motoarelor, prin apăsarea pe butonul de pornire *P*, după ce întrerupătoarele In_1 și In_2 au fost închise. Contactorul de linie *KL*, a cărui bobină este pusă sub tensiune la închiderea contac-

telor normal deschise ale butonului de pornire P, își închide contactele sale normal deschise $1KL$, $2KL$ și $3KL$ și își desface contactele normal închise $4KL$. Prin închiderea contactelor normal deschise $1KL$ și $2KL$ motorul este legat la rețea și pornește în condițiuni normale, în circuitul indusului său fiind conectată rezistența R a reostatului de pornire: prin închiderea contactelor normal deschise $3KL$, contactorul se autoblochează, făcînd superfluă apăsarea pe butonul de pornire; iar prin desfacerea contactelor normal închise $4KL$, prin bobina RT a releului de tensiune nu trece niciun curent. În consecință, contactorul KF, al cărui circuit este întrerupt de contactele normal deschise ale releului de tensiune, nu poate intra în funcțiune.

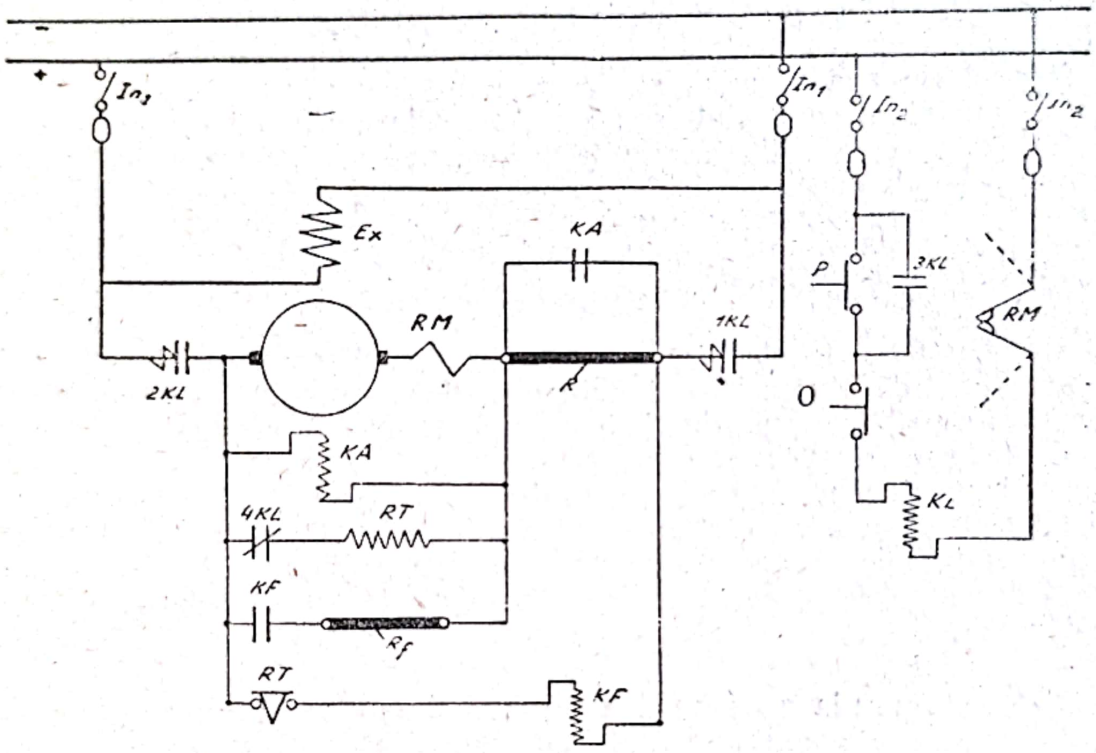


Fig. 9-28. Comanda automată a frînării dinamice a unui motor de curent continuu cu excitația derivație

Cînd f.e.m. a motorului ajunge la o anumită valoare, intră în acțiune contactorul de accelerare KA care, închizîndu-și contactele sale normal deschise KA, scurtcircuitează rezistența R a reostatului de pornire. Motorul lucrează acum pe caracteristica sa mecanică naturală.

Apăsînd pe butonul de oprire O, contactorul KL este scos din funcțiune și contactele sale revin la poziția lor normală. Prin revenirea la poziția lor normal deschisă, contactele $1KL$ și $2KL$ întrerup legătura motorului cu rețeaua de alimentare; iar prin revenirea la poziția lor normal închisă, contactele $4KL$ pun sub tensiune releul RT, care își închide contactele sale normal deschise din circuitul bobinei contactorului KF. Acest contactor își închide, atunci, contactele sale normal deschise și leagă indusul motorului pe rezistența de frînare R_f. În felul acesta, motorul fiind excitat din plin, energia cinetică înmagazinată în masele în rotație

ale acționării se consumă repede, transformîndu-se în energie calorică prin efect Joule-Lenz în rezistența de frînare R_f. Procesul de frînare dinamică se va termina la viteza pentru care tensiunea la bornele releului de tensiune va scădea sub o valoare care nu mai este în măsură să țină atrasă armătura releului de tensiune RT. În acest caz, contactele RT ale releului se deschid și contactorul KF, desfăcîndu-și contactele din circuitul rezistenței R_f, scoate această rezistență din circuitul indusului, care rămîne deschis. Pînă la oprirea completă a motorului, frînarea se va realiza mai departe numai sub acțiunea cuplului rezistent datorit frecărilor.

O schemă de comandă a frînării, mai simplă decît cea descrisă mai sus, este aceea reprezentată în fig. 9-29.

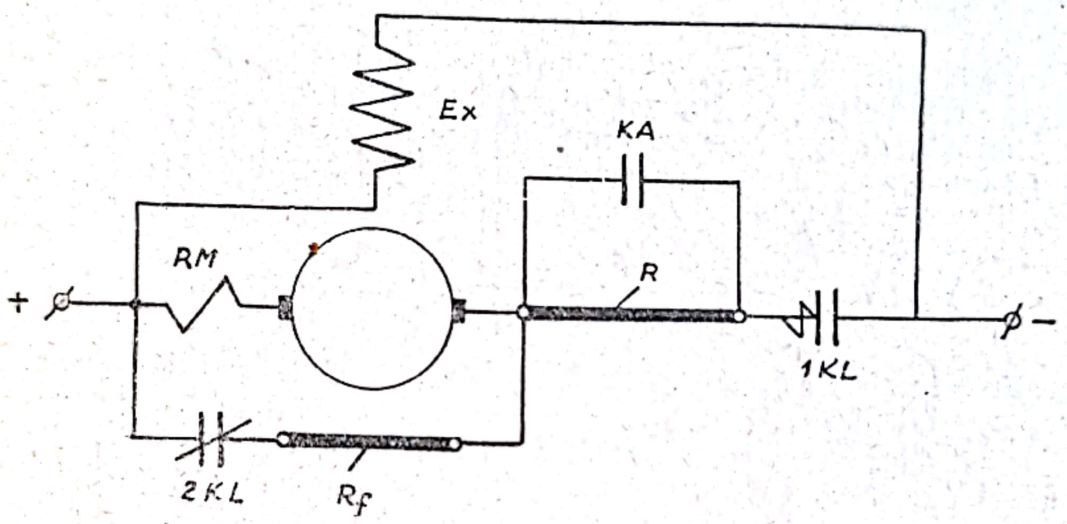


Fig. 9-29. Schema comenzii automate a frînării motoarelor de curent continuu cu excitația derivație, de putere mică

În această schemă, în care circuitul de comandă nu este figurat, contactorul de linie KL are două contacte de forță: contactul normal deschis $1KL$ și contactul normal închis $2KL$. La apăsarea butonului de oprire, contactorul KL este scos din funcțiune și contactele sale revin la poziția lor normală. Prin revenirea la poziția normală a contactului normal deschis $1KL$, motorul este deconectat de la rețea; iar prin revenirea la poziția normală a contactului normal închis $2KL$, circuitul indusului este legat pe rezistența de frînare R_f. Motorul lucrează astfel în regim de frînare dinamică. Schema aceasta simplă, reprezentată în fig. 9-29, este folosită în cazul motoarelor de putere mică.

Indiferent de schema de comandă a frînării motorului cu excitația derivație, calculul rezistenței de frînare R_f, cu condiția ca excitația să rămînă constantă ca în schemele din fig. 9-28 și 9-29, se face în felul următor. Se scrie ecuația echilibrului electric al motorului:

$$E = I_a r_a + I_a R_f , \qquad (9\text{-}1)$$

în care E și I_a sînt valorile forței electromotoare și curentului din indus în momentul cînd începe frînarea;

r_a este rezistența înfășurării indusului, inclusiv rezistența bobinei releului maximal; iar

R_f — rezistența de frînare.

Din relația de mai sus rezultă:

$$R_f = \frac{E}{I_a} - r_a \qquad (9\text{-}2)$$

Neglijînd inductanța indusului, în locul valorilor E și I_a ale f.e.m. și ale curentului trebuie să introducem valorile maxime ce pot fi obținute în momentul începerii procesului de frînare. Notînd cu E_{max} și $I_{a\,max}$ aceste valori maxime, formula (9-2) devine:

$$R_f = \frac{E_{max}}{I_{a\,max}} - r_a \qquad (9\text{-}3)$$

Dacă, pînă în momentul cînd începe procesul de frînare, motorul a lucrat cu fluxul nominal și cu viteza sa nominală, valoarea f.e.m. E_{max} din formula de mai sus este sensibil egală cu tensiunea nominală U_n. Luînd drept valoare maximă admisibilă pentru curentul din indus dublul valorii curentului nominal I_{an}, formula (9-3) devine:

$$R_f = \frac{U_n}{2\,I_{an}} - r_a \qquad (9\text{-}4)$$

Puterea electrică consumată în rezistența R_f astfel calculată, putere dată de relația $R_f I_a^2$, scade odată cu patratul curentului I_a din înfășurarea indusului. Cum acest curent scade pe măsură ce scade f.e.m. produsă în circuitul indusului, ca urmare a micșorării vitezei de rotație, este adeseori necesar, pentru a grăbi procesul de frînare, să se folosească reostate cu două sau trei trepte de rezistență. În acest caz, îndată ce curentul scade pînă la o anumită valoare, se scurtcircuitează una din treptele reostatului. În felul acesta rezistența de frînare se micșorează; în schimb, însă, crește curentul care o străbate și puterea $R_f I_a^2$ consumată de reostat, sub formă de căldură, scade mai încet decît în cazul frînării cu un reostat avînd o singură treaptă de rezistență, deci durata procesului de frînare este scurtată.

9-16. Comanda automată a frînării prin cuplare inversă a unui motor cu excitația derivație

Frînarea prin cuplare inversă sau prin contracurent este folosită în cazul acționărilor reversibile, la care, imediat după frînare, motorul este pornit în sens invers.

În fig. 9-30 este dată schema comenzii de frînare automată prin cuplare inversă a unui motor de curent continuu cu excitația derivație, motor care antrenează o acționare reversibilă.

În această schemă: KLI_1 și KLI_2 reprezintă două contactoare de linie pentru pornirea „înainte" a motorului; KLN_1 și KLN_2, două contactoare de linie pentru pornirea „înapoi" a motorului; RTI și RTN, două relee de tensiune pentru pornirea înainte și înapoi a motorului; RN, un releu de tensiune nulă; RA_1 și RA_2, două relee de accelerare, primul fiind prevăzut cu un tub de cupru care îmbracă miezul de fier al bobinei; KA_1 și KA_2, două contactoare de accelerare; KCI, un contactor de cuplare

inversă ; RM_1 și RM_2, două relee maximale ; In_1 și In_2, două întrerupătoare bipolare ; S_1 și S_2, două siguranțe pentru protecția circuitului de comandă.

Pentru pornirea motorului, se apasă pe butonul de pornire P, după ce, în prealabil, au fost închise întrerupătoarele In_1 și In_2. Prin apăsarea

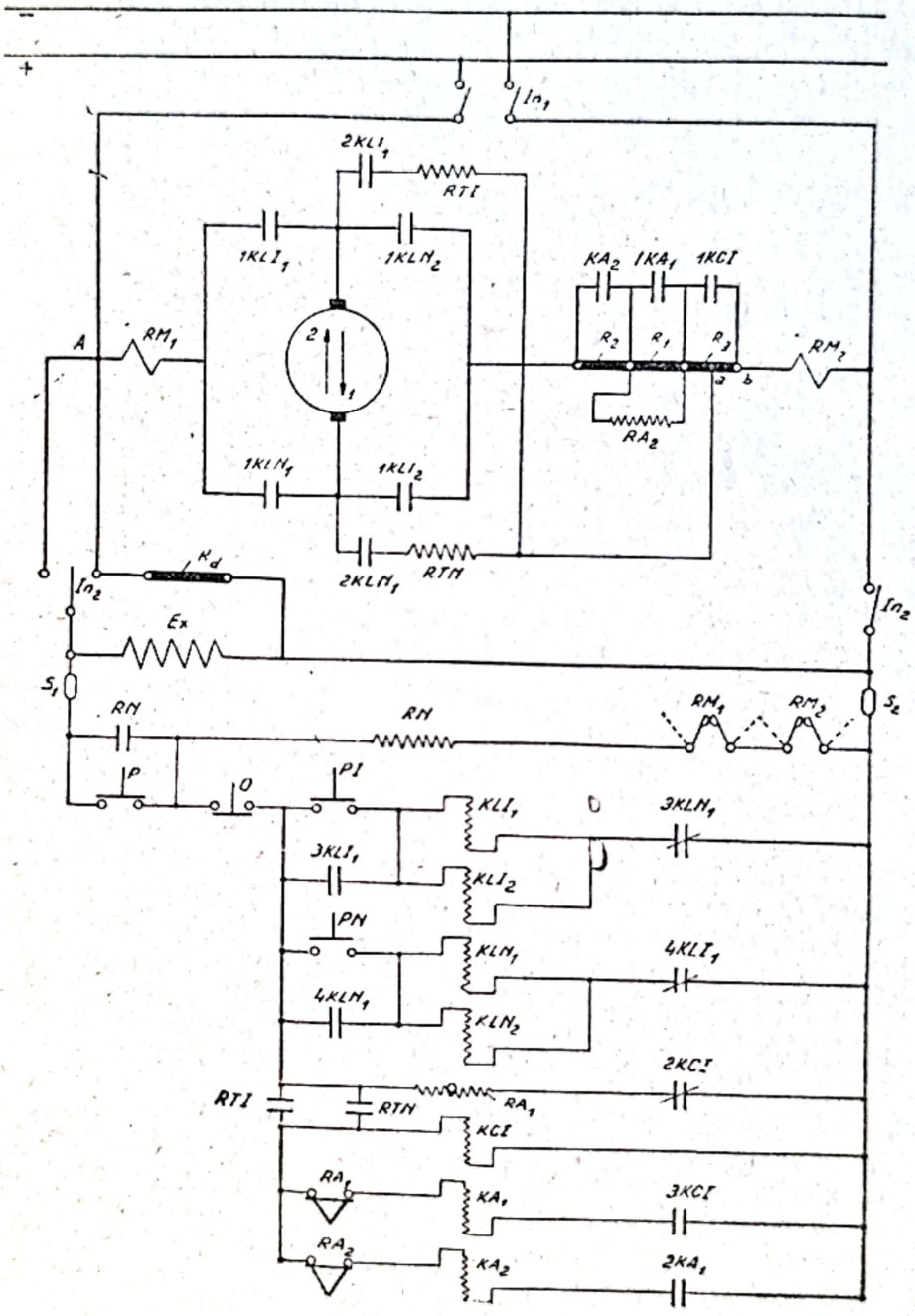


Fig. 9 30. Schema comenzii automate a frînării prin cuplare inversă a unui motor de curent continuu cu excitația derivație

acestui buton bobina RN a releului de tensiune nulă este străbătută de un curent, care circulă prin : contactele închise ale butonului de pornire P — bobina RN a releului — contactele normal închise ale releului maximal RM_1 — contactele normal închise ale releului maximal RM_2.

Bobina RN fiind străbătută de curent, releul de tensiune nulă își închide contactele sale normal deschise RN, autoblocîndu-se, ceea ce face ca apăsarea pe butonul de pornire P să nu mai fie necesară. Pentru pornirea înainte a motorului se apasă, apoi, pe butonul de pornire PI. Prin această apăsare, se stabilește un curent prin bobinele KLI_1 și KLI_2 ale contactoarelor pentru mersul înainte, curent care trece prin circuitul: contactele RN, acum închise, ale releului de tensiune nulă — contactele normal închise ale butonului de oprire O — $\frac{\text{bobina } KLI_1}{\text{bobina } KLI_2}$ — contactele normal închise $3KLN_1$ ale contactorului pentru mersul înapoi. De observat că fracția $\frac{\text{bobina } KLI_1}{\text{bobina } KLI_2}$ înseamnă că curentul ajuns la aceste bobine legate în paralel se ramifică: o parte trece prin bobina KLI_1 și alta prin bobina KLI_2.

Cele două bobine fiind străbătute de curent, contactoarele pentru mersul înainte își închid contactele lor normal deschise $1KLI_1$, $1KLI_2$, $2KLI_1$, $3KLI_1$ și își deschid contactele normal închise $4KLI_1$. Prin închiderea contactelor normal deschise $1KLI_1$ și $1KLI_2$, indusul motorului este legat la rețeaua de alimentare și cum excitația sa Ex a fost legată la rețea chiar din momentul închiderii întrerupătoarelor In_1 și In_2, iar în circuitul indusului sînt introduse rezistențele R_1 și R_2 ale celor două trepte ale reostatului de pornire și, în plus, rezistența R_3, numită *rezistență pentru cuplarea inversă*, motorul va porni în condițiuni normale.

Prin închiderea contactelor normal deschise $2KLI_1$ din circuitul releului de tensiune RTI pentru pornirea înainte, bobina acestuia este pusă sub tensiune și releul își închide contactele sale normal deschise RTI din circuitul bobinei KCI a contactorului pentru cuplarea inversă. Curentul care parcurge circuitul: contactele RN, acum închise, ale releului de tensiune nulă — contactele normal închise ale butonului de oprire O — contactele RTI, acum închise, ale releului de tensiune pentru mersul înainte — bobina KCI a contactorului pentru cuplarea inversă, trece prin bobina contactorului KCI, care își închide contactele sale normal deschise $1KCI$ și $3KCI$ și își deschide contactele sale normal închise $2KCI$.

Prin închiderea contactelor normal deschise $1KCI$, rezistența de cuplare inversă R_3 este scurtcircuitată, rămînînd în circuitul indusului numai rezistențele R_1 și R_2 ale reostatului de pornire. Prin închiderea contactelor normal deschise $3KCI$, contactorul de accelerare KA_1 este pregătit pentru intrarea sa în funcțiune.

Să ne reîntoarcem acum puțin înapoi. Din chiar momentul închiderii butonului de pornire P, deci din chiar momentul pornirii motorului, bobina RA_1 a releului de accelerare a fost pusă sub tensiune, deoarece contactele $2KCI$, normal închise, ale contactorului de cuplare inversă rămîn închise pînă la intrarea în funcțiune a acestui contactor. În consecință, releul RA_1 își deschide imediat, chiar din momentul pornirii motorului, contactele sale normal închise RA_1, din circuitul contactorului de accelerare KA_1 și nu le reînchide decît după ce intră în funcțiune contactorul de cuplare inversă KCI, cînd contactele normal închise $2KCI$ ale acestuia se deschid. Abia atunci, bobina releului de accelerare RA_1, ne mai fiind străbătută de curent, își închide cu o oarecare întîrziere, care poate fi reglată,

contactele sale normal închise RA_1, punînd astfel sub tensiune bobina KA_1 a primului contactor de accelerare, deoarece contactele normal deschise $3KCI$ ale contactorului de cuplare inversă sînt, acum, închise.

Bobina KA_1 a primului contactor de accelerare fiind sub tensiune, contactorul își închide contactele sale normal deschise $1KA_1$ și $2KA_1$. Prin închiderea contactelor normal deschise $1KA_1$, rezistența R_1 a reostatului de pornire este scurtcircuitată și, în consecință, tensiunea la bornele bobinei RA_2 a celui de al doilea releu de accelerare se anulează.

Prin anularea tensiunii de la bornele bobinei RA_2 a celui de al doilea releu de accelerare, acest releu, care își deschisese încă din momentul pornirii motorului contactele sale normal închise, din circuitul contactorului de accelerare KA_2, își reînchide aceste contacte, punînd sub tensiune bobina KA_2, a celui de al doilea contactor de accelerare, deoarece celelalte contacte $2KA_1$ din circuitul acestei bobine sînt deja închise. Bobina KA_2 fiind sub tensiune, contactorul KA_2 își închide contactele sale normal deschise KA_2, scurtcircuitînd rezistența R_2 a reostatului de pornire.

Motorul lucrează acum pe caracteristica sa mecanică naturală.

Pentru oprirea, fără frînare a motorului, este suficient să se apese pe butonul de oprire O și apoi să se deschidă întrerupătorul I_{n2}. La deschiderea acestui întrerupător, excitația motorului este legată, așa cum se vede în schemă, pe o rezistență de descărcare R_d.

Dacă motorul fiind în repaus, vrem să-l pornim „înapoi", procedăm exact la fel ca și în cazul pornirii „înainte" a motorului, cu singura deosebire că, după ce am apăsat pe butonul de pornire P, apăsăm apoi pe butonul PN de pornire înapoi, în loc să apăsăm pe butonul PI de pornire înainte.

Dacă motorul fiind în funcțiune, vrem să-i schimbăm sensul de mers și să scurtăm prin frînare durata inversării sensului, se procedează în felul următor.

Dacă motorul avea sensul de învîrtire înainte, apăsăm întîi pe butonul de oprire O și apoi pe butonul de pornire înapoi PN; dacă motorul avea sensul de învîrtire înapoi, apăsăm întîi pe butonul de oprire O și apoi pe butonul de pornire înainte PI.

Să presupunem că motorul avea sensul de învîrtire înainte. Prin apăsarea butonului de oprire O, întrerupîndu-se curentul care circulă în bobinele KLI_1 și KLI_2 ale contactoarelor de mers înainte, contactele acestora revin la poziția normală. Prin revenirea la poziția normală deschisă a contactelor $1KLI_1$ și $1\ KLI_2$ se întrerupe curentul din circuitul indusului; iar prin revenirea la poziția normală deschisă a contactelor $2KLI_1$ releul de tensiune pentru mersul înainte RTI este scos din funcțiune. În schimb însă, deoarece am apăsat și pe butonul de pornire PN, sînt puse sub tensiune bobinele KLN_1 și KLN_2 ale contactoarelor pentru mersul înapoi, căci contactele $4KLI_1$ ale contactorului de mers înainte KLI_1 au revenit la poziția lor normal închisă. Se închid atunci contactele principale normal deschise $1KLN_1$ și $1\ KLN_2$ ale contactoarelor de mers înapoi. Prin această închidere, indusul este legat la rețea. Curentul care străbate acum indusul are sensul săgeții 2, spre deosebire de sensul curentului în cazul pornirii înainte, sens care era dat de săgeata 1.

Prin cuplarea inversă a motorului, sensul forței sale electromotoare se schimbă, devenind de același sens ca și tensiunea de la bornele moto-

rului, deci curentul care străbate indusul este mai mare decît curentul inițial de pornire, în cazul pornirii motorului într-un sens sau altul, plecînd de la starea de repaus a motorului. Din această pricină căderea de tensiune între punctele a și b este mult mai mare acum. În consecință, căderea de tensiune aplicată la bornele releului de tensiune RTN, (să nu uităm că s-au închis contactele normal deschise $2KLN$, din circuitul bobinei acestui releu) este acum insuficientă pentru a putea pune releul în funcțiune. Din această cauză contactele sale normal deschise RTN din circuitul contactorului de cuplare inversă KCI nu se închid și, acest contactor neintrînd în funcțiune, rezistențele R_3, R_1 și R_2 rămîn cuplate în circuitul indusului. În felul acesta are loc o frînare energică.

Pe măsură, însă, ce viteza motorului se micșorează, se micșorează și f.e.m a acestuia. Curentul cerut de indus de la rețea scade și el, și cînd acest curent ajunge aproape egal cu curentul cerut de la rețea în cazul unei porniri obișnuite, cu alte cuvinte, cînd f.e.m. și, deci, viteza motorului sînt aproape de zero, căderea de tensiune dintre punctele a și b scade aproape la valoarea pe care o are această cădere de tensiune în cazul unei porniri obișnuite. Tensiunea la bornele releului de tensiune RTN crește și, la un moment dat, acest releu intră în funcțiune. El își închide contactele sale normal deschise din circuitul contactorului de cuplare inversă KCI, contactor care intră în acțiune. De aici mai departe, lucrurile se petrec ca în cazul unei porniri obișnuite înapoi.

Calculul rezistenței R_3 de cuplare inversă se face pornindu-se de la ecuația echilibrului electric al indusului

$$U = (R_1 + R_2 + r_a + R_3)\, I_{max} + E_{max}\,, \qquad (9\text{-}5)$$

I_{max} fiind curentul maxim admisibil în indus, iar E_{max} valoarea forței electromotoare dezvoltată de motor în momentul apăsării pe butonul O.

În cazul cînd frînarea se face sub un flux constant, anume fluxul nominal al motorului, se ia $E_{max} = U_n$, U_n fiind tensiunea nominală a motorului. În acest caz în formula (9-5), valoarea tensiunii din membrul întîi este și ea U_n. În cazul cînd frînarea se face cu un flux mai mic decît fluxul nominal :

$$E_{max} = E_n \frac{\Phi \cdot n_{max}}{\Phi_n \cdot n_n}\,. \qquad (9\text{-}6)$$

În această relație E_n este f.e.m. nominală a motorului ;
n_n — viteza sa nominală ;
Φ_n — fluxul nominal al inductorului ;
Φ — fluxul sub care se face frînarea ;
n_{max} — viteza în momentul începerii procesului de frînare.

Din relația (9-5), în care înlocuim pe U și E_{max} cu valorile date mai sus, obținem :

$$R_3 = \frac{U_n - E_n \dfrac{\Phi \cdot n_{max}}{\Phi_n \cdot n_n}}{I_{max}} - (R_1 + R_2 + r_a)\,. \qquad (9\text{-}7)$$

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a determina punctul a de pe această rezistență de frînare la care urmează să legăm releele de tensiune RTI și RTN, trebuie să cunoaștem legea de variație a tensiunii aplicate la bornele acestor relee în funcție de viteza de rotație a motorului. În acest scop, să notăm cu R rezistența totală a circuitului de forță A-b (fig. 9-30), cu R_x rezistența dintre punctele a și b ale acestui circuit, cu U_n tensiunea rețelei, aplicată între punctele A și b, și cu U_{Aa} tensiunea dintre punctele A și a ale circuitului de forță, tensiune care, dat fiind că rezistența contactelor principale ale contactoarelor KLI sau KLN, atunci cînd aceste contacte sînt închise, este neglijabilă, este tocmai tensiunea de la bornele releelor KLI sau KLN.

Cu aceste notații avem:

$$U_{Aa} = U_n - R_x I, \tag{9-8}$$

în care I este intensitatea curentului în circuitului de forță A-b.

Înlocuind în relația (9-8) curentul I cu valoarea sa, dată de relația

$$I = \frac{U_n - E}{R} = \frac{U_n - K_E \cdot \Phi \cdot n}{R},$$

obținem legea de variație a tensiunii U_{Aa}, aplicată la bornele releului de tensiune RTI sau RTN, în funcție de viteza sa de rotație n:

$$U_{Aa} = U_n - \frac{R_x}{R}(U_n - K_E \cdot \Phi n) \cdot \tag{9-9}$$

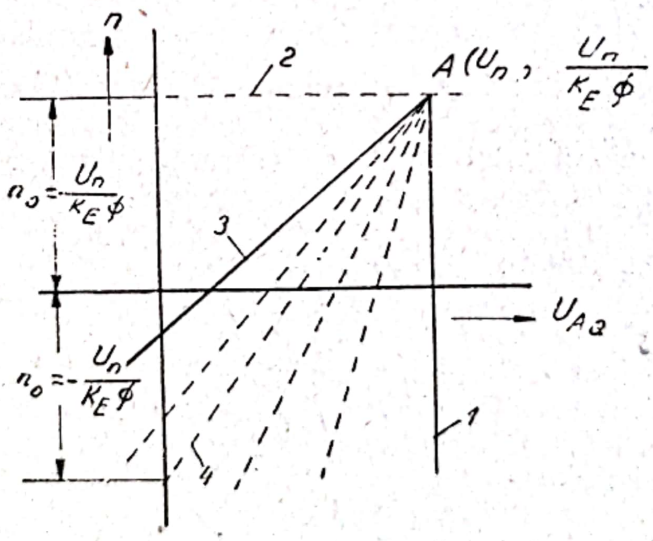


Fig. 9-31. Variația tensiunii de la bornele releelor de tensiune în funcție de viteza de rotație n

Relația astfel obținută, în care considerăm rezistența R_x ca un parametru variabil, reprezintă o familie de drepte, dat fiind că fluxul Φ, în cazul unui motor cu excitație derivație, este constant. Dreptele acestei familii sînt concurente în punctul de intersecție A al dreptelor $U_{Aa} = U_n$ (dreapta 1 din fig. 9-31) și $U_n - K_E \Phi n = 0$ (dreapta 2 din aceeași figură) și sînt

cuprinse între dreapta limită 1, a cărei ecuație a fost dată mai sus, și dreapta limită 3, a cărei ecuație este:

$$U_{Aa} = U_n - \frac{R - R_M}{R}(U_n - K_E \Phi n) ,$$

drepte corespunzătoare valorilor limită ale rezistenței R_x ($R_x=0$ și $R_x=R_M$, R_M fiind rezistența înfășurării indusului și a tuturor treptelor de rezistență ale reostatului de pornire).

În timpul frînării motorului, tensiunea la bornele releelor de tensiune *RTI* sau *RTN* trebuie să crească pe măsură ce viteza acestuia scade. Dintre toate dreptele familiei reprezentate în fig. 9-31, singurele care satisfac această condiție, motorul fiind frînat în momentul cînd viteza sa este maximă, sînt dreptele cuprinse între dreapta 4 și dreapta 1; iar dintre acestea din urmă cea mai avantajoasă este dreapta 4, pentru care, la o anumită variație a vitezei de rotație n, corespunde o variație maximă de tensiune la bornele releelor *RTN* sau *RTI*.

Se determină atunci rezistența R_x corespunzătoare dreptei 4 și cu aceasta punctul de legare a a releelor de tensiune este determinat.

Mai rămîne să se determine tensiunea de atragere a armăturii acestor relee. Cum releele trebuie să intre în funcțiune la o viteză n a motorului egală cu zero, este suficient să se aleagă tensiunea de atragere cu circa 20% mai mică decît tensiunea la bornele releului, atunci cînd viteza $n = 0$, tensiune care se determină din diagrama dată în fig. 9-31.

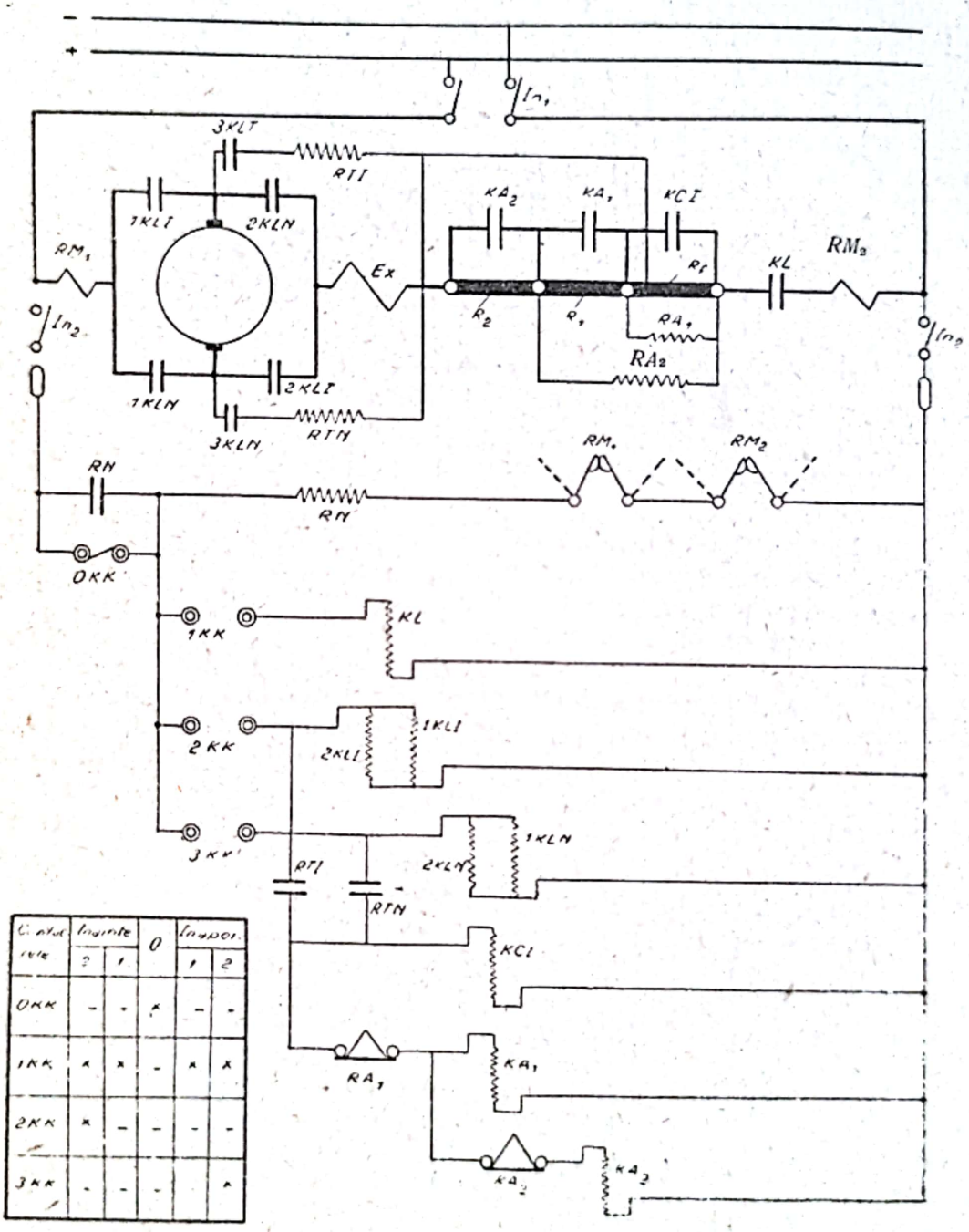
9-17. Comanda automată a frînării motoarelor de curent continuu cu excitația serie

Frînarea motoarelor de curent continuu cu excitație serie se realizează obișnuit prin cuplarea lor inversă. În fig. 9-32 este reprezentată schema comenzii automate a unui motor de curent continuu cu excitație serie pentru pornirea înainte sau înapoi, pentru oprirea și pentru schimbarea sensului de mers al motorului, frînarea făcîndu-se, în timpul procesului de inversare a sensului de mers, prin cuplare inversă. Comenzile sînt date cu ajutorul unui controler, a cărui diagramă este reprezentată în stînga figurii 9-32.

Pentru pornirea motorului, maneta controlerului fiind pe poziția de zero, se închid întrerupătoarele In_1 și In_2. La închiderea acestor întrerupătoare, contactul *OKK* al controlerului fiind deja închis, bobina releului de tensiune nulă *RN* este străbătută de curent și releul își închide contactele sale normal deschise *RN*, autoblocîndu-se. În felul acesta, releul *RN* va continua să funcționeze, menținîndu-și închise contactele sale normal deschise, chiar atunci cînd, prin deplasarea manetei controlerului pe altă poziție, contactul său *OKK* se deschide.

Să presupunem că pornirea motorului trebuie făcută în sensul „înainte". În acest caz, mutăm maneta controlerului pe poziția „1 înainte". Se închid, astfel, contactele *1KK* ale controlerului și bobina *KL* a contactorului de linie este pusă sub tensiune, căci contactele *RN* ale releului de tensiune nulă sînt închise. Contactorul de linie își închide, atunci, contactele sale normal deschise *KL* din circuitul de forță.

La trecerea manetei controlerului pe poziția „2 înainte", se închid contactele $2KK$ ale acestui contactor, contactele sale $1KK$ continuînd să rămînă închise, așa după cum rezultă din diagrama controlerului. Prin închiderea contactelor $2KK$, sînt puse sub tensiune bobinele $1KLI$ și $2KLI$ ale contactorului pentru mersul înainte și contactorul își închide contac-



Comanda	înainte		0	înapoi	
	2	1		1	2
0KK	-	-	x	-	-
1KK	x	x	-	x	x
2KK	x	-	-	-	-
3KK	-	-	-		x

Fig. 9-32. Comanda de pornire, oprire și frînare automată a unui motor de curent continuu cu excitația serie

tele sale principale normal deschise $1KLI$ și $2KLI$ din circuitul motorului. Acesta, fiind pus sub tensiune cu ambele trepte de rezistență R_1, R_2 ale

reostatului de pornire și cu rezistența de frînare R_f introduse în circuitul său, pornește în condițiuni normale de pornire.

În același timp cu închiderea contactelor sale principale $1KLI$ și $2KLI$, contactorul pentru pornire înainte a motorului își închide și contactele sale normal deschise $3KLI$, punînd, astfel, sub tensiune bobina releului de tensiune RTI pentru pornirea înainte. Releul își închide, atunci, contactele sale normal deschise RTI din circuitul contactorului de cuplare inversă KCI. În felul acesta, bobina KCI a acestui contactor este pusă sub tensiune și releul de cuplare inversă, intrînd în funcțiune, își închide contactele sale normal deschise KCI, scurtcircuitînd rezistența de frînare R_f care este scoasă, astfel, din circuit.

Chiar din momentul închiderii contactelor normal deschise KL ale contactorului de pornire, deci chiar din momentul pornirii motorului, releele de accelerare RA_1 și RA_2 au fost puse sub tensiune și, ca urmare, și-au deschis contactele lor normal închise RA_1 și RA_2, cu întîrziere la închidere.

Cînd rezistența R_f a fost scoasă din circuit, tensiunea la bornele acesteia, deci tensiunea la bornele bobinei RA_1 a primului releu de accelerare se anulează. Releul este scos din funcțiune și el își închide cu o oarecare întîrziere contactele sale normal închise, contacte care fuseseră deschise.

Prin închiderea contactelor RA_1, bobina KA_1 a primului contactor de accelerare este pusă sub tensiune și contactorul își închide contactele sale normal deschise KA_1, care scurtcircuitează prima treaptă de rezistență R_1 a reostatului de pornire.

Din această cauză, tensiunea la bornele bobinei RA_2 a celui de al doilea releu de accelerare se anulează și releul își închide cu o oarecare întîrziere, care poate fi reglată, contactele sale normal închise RA_2, care fuseseră pînă acum deschise, punînd sub tensiune bobina KA_2 a celui de al doilea contactor de accelerare, care își închide contactele sale normal deschise KA_2.

Prin închiderea acestor contacte este scoasă din circuitul motorului și cea de a doua treaptă de rezistență R_2 și motorul va lucra de acum înainte pe caracteristica sa mecanică naturală.

Pentru oprirea motorului este deajuns să se readucă maneta controlerului în poziția de zero și să se deschidă apoi întrerupătoarele In_2 și In_1. Prin aducerea în poziția de zero a manetei controlerului, contactele $2KK$ și $1KK$ care fuseseră închise se deschid și toate contactoarele, care erau în funcțiune, fiind scoase de sub tensiune, revin la poziția normală, deschizîndu-și contactele normal deschise, contacte care fuseseră pînă acum închise. Circuitul de forță al motorului este scos de sub tensiune și motorul se oprește. Mai este încă sub tensiune releul de tensiune nulă RN. Prin deschiderea întrerupătorului In_2 este scos de sub tensiune și acest releu.

Să ne ocupăm acum și de procesul de frînare a motorului, frînare necesară atunci cînd este vorba de inversarea sensului de mers. Să presupunem că motorul are sensul de mers înainte și vrem să inversăm acest sens. Pentru aceasta se deplasează maneta controlerului de pe poziția 2 „înainte" pe poziția 2 „înapoi". Prin această deplasare, motorul lucrează, la început, în regim de cuplare inversă. Curentul care-l traver-

sează este mai mare decît curentul de pornire, forța sa electromotoare avînd acum același sens ca și tensiunea la borne.

Din această cauză, (căderea de tensiune în rezistența R_f fiind mare) tensiunea la bornele releului RTN pentru mersul înapoi nu este suficientă pentru a-și atrage armătura și contactele sale RTN din circuitul contactorului de cuplare inversă KCI rămîn mai departe deschise. Motorul este frînat. Cînd viteza motorului scade în apropiere de valoarea zero, forța electromotoare scade, și, ca urmare, curentul absorbit de motor de la rețea scade. Prin scăderea curentului, tensiunea la bornele releului RTN crește și la un moment dat, cînd viteza motorului este aproape zero, această tensiune ajunge la o valoare egală cu tensiunea de atragere. Releul își atrage contactele sale normal deschise RTN din circuitul contactorului de cuplare inversă KCI. Bobina contactorului KCI este pusă sub tensiune și începe procesul de inversare a sensului de mers al motorului.

9-18. Comanda automată a frînării dinamice a unui motor asincron

În fig. 9-33 este dată schema pentru comanda automată a pornirii și frînării dinamice a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit. Schema este prevăzută cu un contactor de linie KL și un contactor de frînare KF, blocate electric între ele.

Să reamintim că, așa după cum s-a arătat în paragraful (3-25), frînarea dinamică a unui motor asincron se realizează prin deconectarea statorului de la rețeaua trifazată de alimentare și conectarea sa la o rețea de curent continuu.

În schema din fig. 9-33, curentul continuu necesar alimentării statorului este luat de la un redresor uscat RU montat (în punte) în secundarul unui transformator coborîtor de tensiune T.

Pentru pornirea motorului, se apasă pe butonul de pornire P, după ce au fost închise întrerupătoarele In_1 și In_2. Prin închiderea contactelor normal deschise ale butonului de pornire, bobina KL a contactorului de linie este pusă sub tensiune și contactorul își închide contactele sale normal deschise $1KL$, $2KL$, $3KL$, $4KL$ și își desface contactele sale normal închise $5KL$. Prin închiderea contactelor principale $1KL$, $2KL$ și $3KL$, înfășurarea $OABC$ a statorului este legată la rețeaua trifazată de alimentare și motorul, al cărui rotor este legat în scurtcircuit, rotor care nu este figurat în schemă, pornește în condițiuni normale. Prin închiderea contactelor $4KL$, contactorul de linie KL se autoblochează și apăsarea pe butonul de pornire nu mai este necesară. În sfîrșit, prin deschiderea contactelor normal închise $5KL$ din circuitul contactorului de frînare, se evită funcționarea simultană a celor două contactoare KL și KF, deci se evită producerea unui scurtcircuit între conductoarele de fază care leagă statorul la rețea.

Pentru frînarea motorului, acesta fiind în funcțiune, se apasă pe butonul de oprire O. Prin deschiderea contactelor sale normal închise din circuitul contactorului KL, acesta este scos din acțiune și contactele sale revin la poziția lor normală : contactele $1KL$, $2KL$, $3KL$ și $4KL$ se deschid, iar contactele $5KL$ se închid. Prin deschiderea contactelor principale $1KL$, $2KL$ și $3KL$, se întrerupe legătura dintre stator și rețeaua sa de alimen-

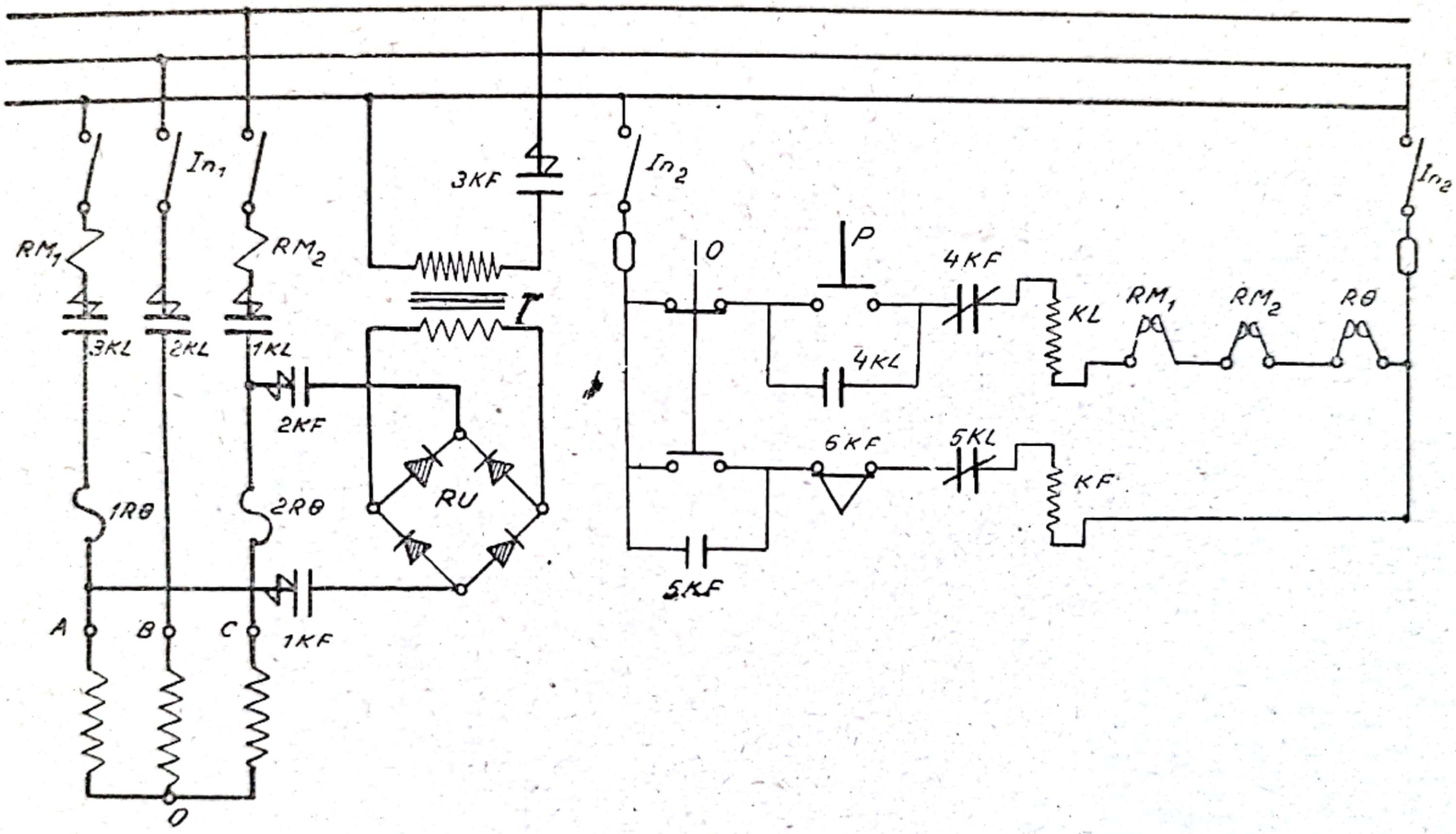


Fig. 9-33. Schema pornirii și frînării automate a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit

tare; prin deschiderea contactelor $4KL$, contactorul KL se deblochează; iar prin închiderea contactelor $5KL$, contactorul de frînare este pregătit pentru intrarea sa în funcțiune.

Dar, odată cu deschiderea contactelor normal închise din circuitul contactorului KL, butonul de oprire (apăsat) își închide contactele sale normal deschise din circuitul contactorului de frînare KF. Prin închiderea acestor contacte, bobina KF a contactorului de frînare este pusă sub tensiune și contactorul intrînd în acțiune își modifică poziția normală a contactoarelor sale: își închide contactele normal deschise $1KF$, $2KF$, $3KF$ și $5KF$ și își deschide contactele normal închise $4KF$ și $6KF$, acestea din urmă cu o anumită întîrziere, care se poate regla.

Prin închiderea contactelor $3KF$, primarul transformatorului T este legat la rețea, iar prin închiderea contactelor $1KF$ și $2KF$, înfășurarea statorică, deconectată de la rețeaua trifazată, este alimentată cu curent continuu produs prin redresarea curentului alternativ în secundarul transformatorului T, redresare obținută cu ajutorul redresorului legat în punte RU. Înfășurarea statorică fiind alimentată cu curent continuu, iar rotorul mașinii asincrone învîrtindu-se datorită energiei cinetice înmagazinate în masa acestui rotor și în masele care se învîrt ale acționării antrenate de motor, motorul lucrează în regim de frînare dinamică, ceea ce scurtează procesul de oprire a motorului.

Prin închiderea contactelor 5KF, contactorul de frînare KF se autoblochează, făcînd superfluă apăsarea pe butonul de oprire O.

Prin deschiderea contactelor normal închise $4KF$ se evită funcționarea simultană, în cazul apăsării din greșală pe butonul de pornire, a celor două contactoare KF și KL, evitîndu-se, astfel, producerea unui scurtcircuit între conductoarele de fază care leagă statorul la rețeaua trifazată.

În sfîrșit, după o anumită întîrziere, în timpul căreia prin frînarea dinamică viteza motorului a fost redusă aproape la zero, contactorul de frînare KF își deschide și contactele sale normal închise $6KF$. Bobina contactorului ne mai fiind sub tensiune, contactorul își eliberează armătura sa care fusese atrasă și toate contactele acestui contactor își reiau poziția lor normală. Motorul este astfel pregătit pentru o nouă pornire.

Schema din fig. 9-33 mai este prevăzută cu două relee maximale RM_1 și RM_2 și cu releul termic $R\theta$, pentru protecția maximală și cea termică a motorului.

9-19. Comanda automată a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit

În fig. 9-34 este dată schema pentru comanda automată a pornirii înainte sau înapoi și a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit. În această schemă, KLI și KLN sînt două contactoare de linie, unul pentru mersul înainte și celălalt pentru mersul înapoi; KF_1 și KF_2 sînt două contactoare de frînare; iar RSM un releu pentru schimbarea sensului de mers.

Elementul caracteristic al acestei scheme este releul RSM pentru schimbarea sensului de mers al motorului. Acest releu este prevăzut cu două perechi de contacte 1-2 și 1-3. Cînd motorul se învîrte înainte, se

închide una din aceste perechi de contacte, contactele 1-2; cînd motorul se învîrte în sens contrar, înapoi, se închide cea de a doua pereche de contacte, contactele 1-3; iar cînd motorul stă pe loc sau viteza lui diferă puțin de zero, amîndouă perechile de contacte rămîn deschise.

Iată acum modul de funcționare a acestei scheme.

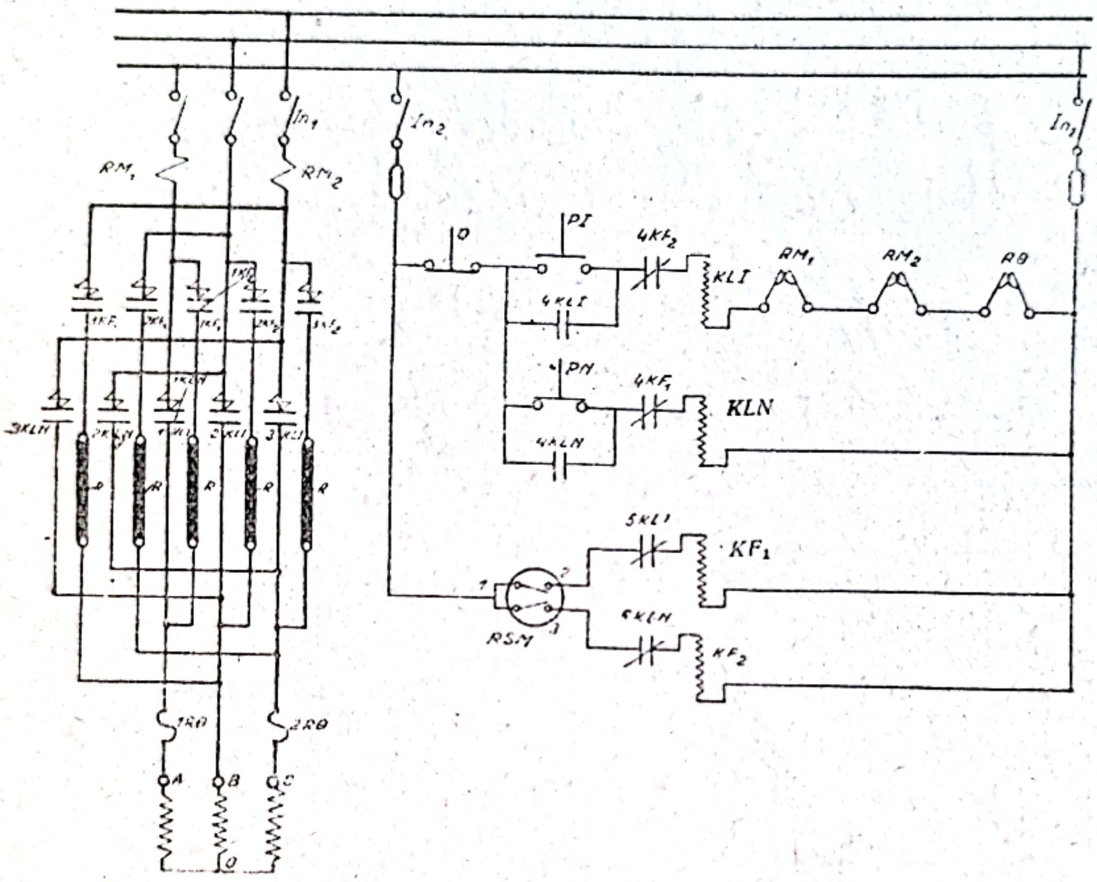


Fig. 9-34. Schema automată a pornirii și a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit

Pentru pornirea motorului înainte, se apasă pe butonul de pornire înainte *PI*. Prin această apăsare, este pusă sub tensiune bobina contactorului de linie *KLI*, toate contactele din circuitul acestei bobine fiind acum închise. Contactorul *KLI* pentru mersul înainte își atrage armătura, închizîndu-și toate contactele sale normal deschise *1KLI*, *2KLI*, *3KLI*, *4KLI* și deschizîndu-și contactele normal închise *5KLI*. Prin închiderea contactelor principale *1KLI*, *2KLI* și *3KLI*, înfășurarea statorului este legată la rețea și, cum rotorul este legat în scurtcircuit, motorul pornește în condițiuni normale de pornire, accelerîndu-și treptat mersul. Cînd viteza ajunge la o anumită valoare, releul *RSM* pentru schimbarea sensului de mers își închide perechea 1-2 de contacte. Cu toate acestea bobina *KF*1 a contactorului de frînare nu este pusă sub tensiune, deoarece contactele *5KLI* normal închise ale contactorului *KLI* de mers înainte au fost deschise la intrarea în acțiune a acestui contactor. Prin închiderea contactelor normal deschise *4KLI*, contactorul pentru mersul înainte se autoblo-

chează și apăsarea pe butonul de pornire PI nu mai este necesară. Motorul este pornit, cu sensul de mișcare înainte.

Pentru pornirea motorului înapoi, se procedează la fel. Se apasă pe butonul de pornire înapoi PN, ceea ce face ca să intre în acțiune contactorul de mers înapoi KLN. Acesta, prin închiderea contactelor sale normal deschise $1KLN$, $2KLN$ și $3KLN$, leagă înfășurarea statorului la rețea și motorul, fiind alimentat, pornește. Dar, cum au fost schimbate legăturile a două faze ale statorului, motorul pornește înapoi. Contactorul de frînare KF_2, deși releul RSM pentru schimbarea sensului de mers și-a închis perechea 1-3 de contacte, nu intră în acțiune, deoarece contactele normal închise $5KLN$ din circuitul acestui releu au fost deschise la intrarea în acțiune a contactorului KLN de mers înapoi.

Să presupunem acum că, motorul fiind în funcțiune, vrem să-i schimbăm sensul de mers și, pentru a scurta durata procesului de inversare a sensului, că se frînează motorul.

Admitem că motorul se învîrte, de exemplu, înainte. În acest caz releul pentru schimbarea sensului de mers își are închisă perechea de contacte 1-2. Apăsăm pe butonul de oprire și imediat după aceea pe butonul de pornire înapoi PN. Prin apăsarea pe butonul de oprire, contactorul KLI pentru mersul înainte este scos din acțiune. El își eliberează armătura sa și, prin aceasta, toate contactele sale revin la poziția lor normală. Printre acestea contactele $5KLI$ normal închise se închid, punînd în acțiune contactorul de frînare KF_1 care, deschizîndu-și contactele sale normal închise $4KF_1$ din circuitul contactorului KLN, nu permite încă intrarea în funcțiune a acestui contactor. Contactorul KF_1 fiind în acțiune își închide contactele sale normal deschise $1KF_1$, $2KF_1$ și $3KF_1$, legînd la rețea statorul motorului, prin intermediul rezistențelor R, imediat după ce, prin deschiderea contactelor $1KLI$, $2KLI$ și $3KLI$, el fusese deconectat de la această rețea. Cum, prin închiderea noilor contacte $1KF_1$, $2KF_1$ și $3KF_1$, s-au schimbat legăturile a două faze, motorul este cuplat invers și deci lucrează în regim de frînare. Viteza motorului scade repede și cînd ea ajunge aproape la zero, perechea de contacte 1-2 revine la poziția normală, întrerupînd circuitul bobinei contactorului de frînare KF_1. Contactorul își eliberează armătura și, astfel, toate contactele sale revin la poziția lor normală: se deschid contactele sale principale normal deschise $1KF_1$, $2KF_1$ și $3KF_1$, întrerupînd legătura dintre stator și rețea, și se închid contactele sale normal închise $4KF_1$ din circuitul contactorului KLN. Prin închiderea acestor contacte, cum butonul PN este apăsat, bobina contactorului KLN de mers înapoi este pusă sub tensiune și motorul pornește acum în sens invers.

Rezistențele R, pe care le introduc în circuitul înfășurării statorice contactoarele de frînare KF_1 și KF_2, au rostul de a limita șocul de curent de la începutul procesului de frînare.

Schema din fig. 9-34 mai este prevăzută cu două relee maximale RM_1 și RM_2 și cu un releu termic $R\vartheta$, cu două elemente de încălzire $1R\vartheta$ și $2R\vartheta$, pentru protecția maximală și pentru protecția termică a motorului.

9-20. Comanda automată a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu inele colectoare

În fig. 9-35 este dată schema comenzii automate a pornirii înainte și înapoi și a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu inele colectoare, motor prevăzut cu un reostat de pornire cu trei trepte de rezistență R_1, R_2 și R_3, plus rezistența de frînare R_f. Comenzile, în această schemă, sînt date prin intermediul unui controler, a cărui diagramă se vede în josul schemei. În această schemă, *OA*, *OB* și *OC* sînt cele trei faze ale statorului; *oa*, *ob* și *oc*, cele trei faze ale rotorului; $R\theta$, un releu termic cu două elemente de încălzire $1R\theta$ și $2R\theta$; RM_1 și RM_2, două relee maximale; *RN*, un releu de tensiune nulă; *KLI* și *KLN*, două contactoare

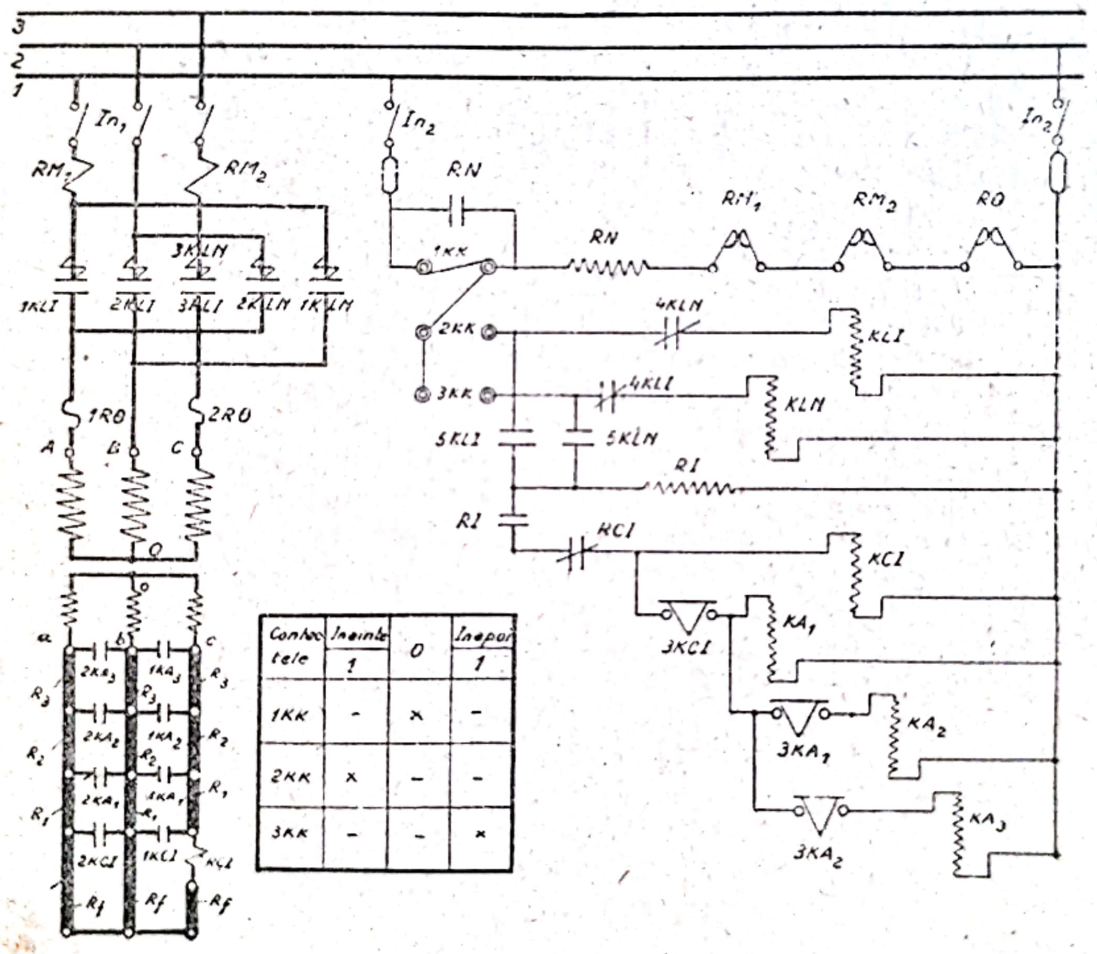


Fig. 9-35. Schema comenzii automate pentru pornirea și frînarea unui motor asincron cu reostat de pornire

de linie, unul pentru mersul înainte și altul pentru mersul înapoi; *RI*, un releu intermediar; *RCI* un releu de cuplare inversă, a cărui bobină este conectată în serie cu rotorul; *KCI*, un contactor de cuplare inversă; KA_1, KA_2 și KA_3 trei contactoare de accelerare.

Iată acum modul de funcționare a acestei scheme.

Pentru pornirea, de exemplu, înainte a motorului, se închid întrerupătoarele In_1 și In_2, avînd grija ca maneta controlerului să fie pe poziția de zero. Bobina releului de tensiune nulă este atunci pusă sub tensiune, căci celelalte contacte din circuitul său sînt închise. Releul *RN* intră în acțiune și se autoblochează prin închiderea contactelor sale normal deschise *RN*. Prin deplasarea manetei controlerului pe poziția „1 înainte", se închid contactele *2KK*, după cum rezultă din diagrama controlerului. Prin închiderea acestor contacte, un curent se stabilește în circuitul: conductorul de fază 1 al rețelei — contactele *RN*, acum închise, ale releului de tensiune nulă — contactele *2KK*, acum închise, ale controlerului — contactele normal închise *4KLN* ale contactorului de linie *KLN* — bobina *KLI* a contactorului de linie *KLI* — conductorul de fază 2 al rețelei —. Bobina *KLI* a contactorului de linie pentru mersul înainte fiind, astfel, străbătută de curent, contactorul de linie pentru mersul înainte își atrage armătura și, ca urmare, toate contactele acestui contactor își modifică poziția lor. Prin închiderea contactelor principale normal deschise *1KLI*, *2KLI* și *3KLI*, statorul este legat la rețea și anume, începuturile *A*, *B* și *C* ale celor trei faze ale sale sînt legate, respectiv, la conductoarele de fază 1, 2 și 3. Statorul motorului fiind legat la reostatul de pornire, motorul pornește în condițiuni normale. Prin închiderea contactelor normal deschise *5KLI*, bobina releului intermediar *RI* este pusă sub tensiune și releul își închide contactele sale normal deschise *RI* din circuitul contactorului de cuplare inversă *KCI* și al contactoarelor de accelerare KA_1, KA_2 și KA_3. Cum contactele normal închise *RCI* ale releului de cuplare inversă continuă să rămînă închise, acest releu fiind astfel calculat încît el să nu-și poată atrage armătura decît pentru curent mai mare decît acela maximum din momentul pornirii, bobina *KCI* a contactorului de cuplare inversă este pusă sub tensiune. Contactorul *KCI* intră în acțiune și, prin închiderea contactelor sale normal deschise *1KCI* și *2KCI*, scurtcircuitează rezistența de frînare R_f; iar prin închiderea, cu o anumită întîrziere a contactelor sale normal deschise *3KCI*, pune sub tensiune bobina KA_1 a primului releu de accelerare. Contactorul KA_1 intră în acțiune, scurtcircuitînd, prin închiderea contactelor sale normal deschise $1KA_1$ și $2KA_1$, prima treaptă de rezistență a reostatului de pornire și punînd sub tensiune, prin închiderea cu o anumită întîrziere a contactelor sale normal deschise $3KA_1$, bobina KA_2 a celui de al doilea contactor de accelerare. Procesul de intrare în funcțiune a contactorului de accelerare KA_1, descris mai sus, se repetă identic pentru următoarele două contactoare de accelerare KA_2 și KA_3, scurtcircuitîndu-se astfel, pe rînd, cea de a doua și cea de a treia treaptă de rezistență a reostatului de pornire. Motorul ajunge să lucreze pe caracteristica sa mecanică naturală.

Motorul fiind în funcțiune, cu sensul de mers înainte, dacă vrem să inversăm acest sens și să scurtăm, prin frînare, durata procesului de inversare, se procedează în felul următor.

Se trece maneta controlerului în poziția „1 înapoi", trecînd evident prin poziția de zero. La trecerea manetei prin poziția de zero, contactele *2KK* deschizîndu-se, contactorul de mers înainte își eliberează armătura și toate contactele sale revin la poziția normală. Motorul este deconectat de

Scanned with OKEN Scanner

la rețea și, în același timp, releul intermediar *RI* ne mai fiind sub tensiune, se deschid contactele normal deschise ale acestui releu. Ca urmare, contactorul *KCI* și toate cele trei relee de accelerare sînt scoase din funcțiune, ceea ce face ca toate rezistențele reostatului de pornire și rezistența de frînare să fie introduse în circuitul rotorului.

La trecerea manetei controlerului pe poziția „1 înapoi", se închid contactele *3KK* și contactorul de mers înapoi *KLN*, intrînd în funcțiune, conectează motorul la rețea. Curentul din rotor (motorul continuînd a se învîrti în același sens) crește peste valoarea maximă a curentului de pornire și releul de cuplare inversă *RCI* intră în acțiune, desfăcîndu-și contactele sale normal închise *RCI* înainte ca releul intermediar *RI*, pus sub tensiune prin închiderea contactelor normal deschise *5KLN*, să fi avut timp să-și închidă contactele sale normal deschise *RI*. În felul acesta, rezistențele reostatului de pornire și rezistența de reglaj continuă să fie legate cu înfășurarea rotorică, pînă ce curentul din rotor, micșorîndu-se prin descreșterea vitezei motorului datorită frînării prin cuplare inversă, nu mai este în măsură să mențină atrasă armătura releului de cuplare inversă *RCI*. Cînd această armătură este eliberată, și aceasta se întîmplă cînd viteza motorului scade pînă aproape de valoarea zero, contactele normal închise *RCI*, care pînă acum fuseseră deschise, se închid și pun sub tensiune bobina contactorului de cuplare inversă *KCI*. Din acest moment începe pornirea în sens invers a motorului, pornire al cărei mecanism este același ca și în cazul, descris mai sus, al pornirii motorului în sens direct, înainte.

9-21. Comanda automată a frînării motoarelor sincrone

Motoarele sincrone lucrînd numai în regim de lungă durată, schemele de comandă automată ale acestora nu sînt prevăzute cu dispozitive pentru frînarea lor.

Dacă totuși se prevăd acționările prin motoare sincrone cu dispozitive de frînare pentru cazul unor avarii ce ar putea să se ivească în cursul funcționării unor astfel de acționări, metoda de frînare folosită este numai frînarea dinamică, care se realizează deconectînd statorul de la rețea, legîndu-l pe o rezistență exterioară și forțînd la maximum, pentru a scurta durata frînării, excitația rotorului.

9-22. Comenzile automate pentru reglarea vitezei motoarelor electrice

În afara dispozitivelor pentru comanda automată a pornirii, frînării și opririi motoarelor electrice, schemele de comandă ale motoarelor acționărilor reglabile trebuie să fie prevăzute și cu dispozitive pentru reglarea vitezei acestor motoare. O astfel de schemă, pentru un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, motor avînd un număr variabil de poli, a fost dată în fig. 9-11 și 9-12.

Scanned with OKEN Scanner

La motoarele asincrone cu inele colectoare și reostat de pornire, reglarea vitezei se face, obișnuit, cu ajutorul unor reostate de reglaj introduse în circuitul rotoric ; iar drept reostate de reglaj se folosesc, de cele mai multe ori, chiar reostatele de pornire care, în acest caz, se calculează pentru un regim de funcționare de lungă durată.

In cazul motoarelor de curent continuu cu excitația derivație, metoda de reglare obișnuit folosită este aceea a variației curentului de excitație, variație care se poate obține fie cu ajutorul unor reostate în trepte, fie cu ajutorul reostatelor cu cursor, atunci cînd este vorba de o reglare continuă a vitezei.

In sfîrșit, în cazul motoarelor de curent continuu cu excitația serie, se folosesc diferitele caracteristici mecanice artificiale obținute așa cum s-a arătat la studiul caracteristicilor motoarelor și la acela al reglării vitezei lor.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIA VOL. III

V. P. **Andreev:** Principiile acţionării electrice. Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1956.

A. S. **Belonovskii** şi B. M. **Menskii:** Acţionări automatizate cu amplificatoare electromecanice. Editura Oboronghiz., Moscova, 1956.

A. T. **Blajkin:** Comanda automată cu maşini electrice amplificatoare a acţionării în întreprinderile metalurgice. Editura Metallurghizdat, Moscova-Svedlovsk, 1954.

A. T. **Blajkin:** Automatizarea cu ajutorul maşinilor electrice a dispozitivelor de acţionare electrică din mine. Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1954.

N. V. **Boţan** şi **alţii:** Curs de acţionări electrice. Litografia Institutului Politehnic, Iaşi, 1953.

M. G. **Cilikin:** Curs general de acţionări electrice. Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

M. G. **Cilikin, A. T. Golovan** şi **I. I. Petrov:** Probleme tehnico-ştiinţifice în legătură cu acţionările electrice. Elektricestvo, 1955, nr. 7.

D. **Damsker:** Acţionarea electrică. Editura Energetică de Stat, 1955.

A. I. **Golovan:** Acţionarea electrică. Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

K. **Horwath:** Maşini şi acţionări electrice. Traducere din limba maghiară. Editura Felsooktatasi, Budapesta, 1954.

B. V. **Jdanov:** Utilajul electric al podurilor rulante. Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1955.

A. P. **Kuvaeva** şi **D. N. Lipatov:** Culegere de probleme despre „Bazele acţionării electrice". Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1955.

C. **Lazu** şi **E. Trufin:** Electrotehnică generală, vol. I şi II. Tipografia învăţământului, 1958—1959.

C. **Mikloşi:** Curs de utilizările energiei electrice în industrie. Editura Institutului Politehnic Timişoara, 1952.

D. P. **Morozov:** Principiile de bază ale dispozitivelor electrice de acţionare. Traducere din limba rusă. Editura Tehnică, 1952.

L. M. **Piotrovski:** Maşini electrice. Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

V. C. **Popov:** Bazele dispozitivelor electrice de acţionare. Editura Gosenergoizdat, 1951.

S. S. **Roizen** şi **K. I. Goosen:** Folosirea amplificatoarelor magnetice în acţionările electrice automatizate cu motoare de curent continuu. Elektricestvo, 1956, nr. 2.

M. M. **Sokolov:** Acţionarea electrică şi alimentarea cu energie electrică a întreprinderilor industriale. Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1955.

I. A. **Verebriusov:** Transmisii sincrone şi sisteme de urmărire. Editura Sudpromghiz, Leningrad, 1954.

Scanned with OKEN Scanner

TABLA DE MATERII

		Pag.
CAP. I:	**Mecanizare şi automatizare**	3
1-1.	Mecanizarea	3
1-2.	Automatizare	4
CAP. II:	**Noţiunile de bază ale acţionărilor electrice**	6
2-1.	Sisteme de acţionare a mecanismelor	6
2-2.	Avantajele acţionării individuale faţă de acţionarea în grup . . .	9
2-3.	Ecuaţiile de mişcare ale sistemului motor-mecanism, mecanismul executor fiind direct cuplat pe arborele motorului	10
2-4.	Reducerea cuplului static M la arborele motorului	14
2-5.	Ecuaţiile de mişcare ale sistemului motor-mecanism, mecanismul executor fiind direct cuplat pe arborele motorului	
2-6.	Reducerea maselor aflate în mişcare de translaţie	15
2-7.	Mecanismul bielă-manivelă	16
2-8.	Ecuaţiile generale ale sistemului motor-mecanism	18
2-9.	Determinarea aproximativă a timpului de pornire şi a celui de oprire a sistemului motor-mecanism	19
2-10.	Caracteristicile mecanice ale mecanismelor executoare	20
2-11.	Caracteristicile mecanice ale motoarelor electrice	21
2-12.	Caracteristica comună a sistemului motor-mecanism	24
CAP. III:	**Studiul caracteristicilor mecanice ale motoarelor electrice**	26
A	Motorul de curent continuu cu excitaţia derivaţie	26
3-1.	Caracteristicile mecanice ale motorului	26
3-2.	Construirea caracteristicilor mecanice ale motorului	30
3-3.	Funcţionarea motorului cu excitaţia derivaţie în regim de generator cu recuperare	36
3-4.	Funcţionarea motorului cu excitaţia derivaţie în regim de cuplare inversă	38
3-5.	Regimul de funcţionare în generator al unui motor cu excitaţia derivaţie	43
3-6.	Ecuaţiile caracteristicilor mecanice ale motorului cu excitaţia derivaţie, în funcţie de alunecarea motorului	44
3-7.	Calculul rezistenţelor de pornire ale unui motor cu excitaţia derivaţie	46
B.	Motorul de curent continuu cu excitaţia serie	53
3-8.	Caracteristicile mecanice ale motorului	53
3-9.	Caracteristicile iniţiale ale motorului cu excitaţie serie	57
3-10.	Caracteristica universală a motorului cu excitaţia serie	58
3-11.	Caracteristica mecanică limită a unui motor cu excitaţia serie . .	60
3-12.	Caracteristicile mecanice artificiale ale motorului cu excitaţia serie funcţionînd în regim de motor şi în regim de cuplare inversă . . .	62

Scanned with OKEN Scanner

Pag.

3-13. Funcționarea motoarelor cu excitația serie în regim de generator
3-14. Calculul rezistențelor de pornire ale motoarelor de curent continuu cu excitația serie 68

C. Motorul de curent continuu cu excitația mixtă 74

3-15. Caracteristicile mecanice ale motoarelor cu excitația mixtă . . . 74
3-16. Regimurile de funcționare ale motorului cu excitația mixtă 76

D. Motorul asincron.

3-17. Expresia analitică a caracteristicii mecanice naturale 76
3-18. Punctele importante ale caracteristicii mecanice naturale a motorului asincron 80
3-19. Construcția caracteristicii mecanice a motorului asincron 83
3-20. Determinarea alunecării s corespunzătoare unui cuplu M dat . . . 85
3-21. Caracteristicile artificiale ale unui motor asincron corespunzătoare diferitelor rezistențe înserate în circuitul rotorului 86
3-22. Caracteristicile artificiale pentru diferite tensiuni de alimentare a motorului 91
3-23. Caracteristicile artificiale pentru diferite frecvențe 94
3-24. Calculul rezistențelor de pornire ale unui motor asincron 95
3-25. Regimurile de funcționare ale motorului asincron 104
3-26. Ecuația exactă a caracteristicii mecanice a unui motor asincron și a alunecării corespunzătoare unei caracteristicii mecanice 110

E. Motorul sincron 112

3-27. Caracteristica mecanică unghiulară a motorului 112
3-28. Pornirea motoarelor sincrone 116
3-29. Caracteristicile de pornire ale motorului sincron 117
3-30. Schemele de pornire ale motoarelor sincrone 118

CAP. IV: **Grupuri motoare speciale** 124

A. Grupul Ward-Leonard 124

4-1. Caracteristicile grupului Ward-Leonard 124
4-2. Pornirea motorului de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard 127
4-3. Frînarea și inversarea sensului de rotație a motorului de acționare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard 129

B. Grupul cu cuplu limitat 131

4-4. Caracteristica descendentă 131
4-5. Grupul cu cuplu limitat 132

CAP. V.: **Reglajul vitezei acționărilor electrice** 136

5-1. Noțiuni introductive 136

A. Motoare de curent continuu cu excitația derivație sau cu excitația separată 141

5-2. Reglarea vitezei de rotație prin modificarea tensiunii aplicate la bornele indusului 141
5-3. Reglarea vitezei de rotație prin înserarea unor rezistențe în circuitul indusului 142
5-4. Reglarea vitezei prin variația curentului de excitație 143
5-5. Reglarea vitezei prin șuntarea indusului 144

Scanned with OKEN Scanner

		Pag.
B.	Motoarele de curent continuu cu excitaţia serie	154
5-6.	Reglarea vitezei motoarelor cu excitaţia serie prin înserarea unor rezistenţe în circuitul motorului	154
5-7.	Reglarea motoarelor prin modificarea tensiunii aplicate la borne	155
5-8.	Reglarea vitezei prin şuntarea indusului	156
5-9.	Reglarea vitezei prin variaţia excitaţiei	159
C.	Motoare de curent alternativ	161
5-10.	Generalităţi	161
5-11.	Reglarea vitezei motorului asincron prin introducerea unor rezistenţe în circuitul rotoric	161
5-12.	Reglarea vitezei motorului asincron prin schimbarea numărului de poli	162
5-13.	Reglarea vitezei motorului asincron prin variaţia frecvenţei	166
5-14.	Reglajul vitezei cu ajutorul cuplei asincrone de alunecare	169
5-15.	Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu stator rotativ	172
5-16.	Reglarea vitezei prin suprapunerea caracteristicilor	175
5-17.	Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin conectarea lor în cascadă	176
CAP. VI.:	**Reglarea vitezei motoarelor de curent continuu prin grupuri de reglare, amplificatoare şi mutatoare ionice**	182
A.	Grupuri de reglare a vitezei motoarelor de curent continuu	182
6-1.	Sistemul de „conectare în acelaşi sens sau în opoziţie“ pentru reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitaţia derivaţie	182
6-2.	Reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitaţia serie alimentat de un generator cu excitaţie serie	184
B.	Amplificatoare	187
6-3.	Reglarea vitezei motorului de acţionare a mecanismului executor din grupul Ward-Leonard	187
6-4.	Amplificatorul cu cîmp transversal folosit ca generator într-un grup Ward-Leonard de putere mică	188
6-5.	Amplificatorul cu cîmp transversal folosit ca excitatoare a generatorului dintr-un grup Ward-Leonard	189
6-6.	Amplificator cu excitaţie obişnuită	191
6-7.	Amplificator fără cîmp transversal, folosit la mărirea gamei de viteză a unui grup Ward-Leonard	192
C.	Mutatoare ionice	199
6-8.	Generalităţi	199
6-9.	Schema acţionării prin tiratroane ale căror grile sînt comandate de un regulator de fază	201
CAP. VII:	**Regimurile tranzitorii în acţionările electrice şi diagramele de sarcină**	205
7-1.	Generalităţi	205
7-2.	Determinarea timpului de accelerare şi de frînare a acţionării	206
7-3.	Pierderile de energie în regimurile tranzitorii	209
7-4.	Regimurile tranzitorii ale motoarelor cu caracteristica mecanică liniară	217
7-5.	Durata regimurilor tranzitorii ale acţionărilor cu caracteristica liniară	229
7-6.	Metode grafice şi grafoanalitice de determinare a regimului tranzitoriu	235
7-7.	Accelerarea proceselor tranzitorii	239
7-8.	Frînarea motorului din schema generator-motor	255
7-9.	Inversarea sensului de mers al motorului din grupul generator-motor	257
7-10	Consideraţii generale asupra diagramelor de sarcină	260
7-11	Diagramele de sarcină ale acţionărilor mecanismelor din categoria şi grupa întîia	262
7-12	Diagramele de sarcină ale acţionărilor mecanismelor din categoria II-a	266

Scanned with OKEN Scanner

Pag.

CAP. VIII: **Alegerea puterii motoarelor electrice** 273

8-1. Considerații generale asupra alegerii puterii unui motor 273
8-2. Încălzirea și răcirea motorului în regim de funcționare de durată . . 274
8-3. Încălzirea și răcirea unui motor în regim de scurtă durată 280
8-4. Încălzirea și răcirea unui motor lucrînd în regim intermitent 284
8-5. Alegerea puterii motoarelor care antrenează mecanisme cu sarcină constantă de durată 286
8-6. Alegerea puterii motoarelor de acționare a mecanismelor cu sarcină de durată, însă variabilă 288
8-7. Alegerea puterii motorului în cazul funcționării acestuia în regim de scurtă durată 294
8-8. Alegerea puterii motorului în cazul funcționării acestuia în regim intermitent 296
8-9. Determinarea numărului admisibil de conectări pe oră la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit 300

CAP. IX: **Comanda acționărilor electrice** 304

9-1. Noțiuni introductive 304
9-2. Schemele de comandă automată 306
9-3. Principii de comandă automată la pornirea motoarelor electrice . . . 312
9-4. Comanda automată a pornirii motoarelor în funcție de viteză . . . 316
9-5. Comanda automată a pornirii motoarelor în funcție de curent . . . 317
9-6. Comanda automată a pornirii motoarelor în funcție de timp . . . 318
9-7. Comanda automată a pornirii și opririi în funcție de timp a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit 319
9-8. Comanda automată în funcție de timp a pornirii și opririi motoarelor asincrone cu inele colectoare 328
9-9. Comanda automată în funcție de curent a pornirii și opririi motoarelor asincrone cu inele colectoare 331
9-10. Comanda automată în funcție de viteză a pornirii și opririi motoarelor de curent continuu cu excitația derivație 333
9-11. Comanda automată de pornire și oprire în funcție de timp a motoarelor de curent continuu cu excitația derivație 334
9-12. Comanda automată a pornirii și opririi motoarelor de curent continuu cu excitația serie 336
9-13. Comanda automată a pornirii motoarelor sincrone 340
9-14. Principii de comandă automată a frînării motoarelor electrice . . . 350
9-15. Comandă automată a frînării dinamice a motoarelor de curent continuu cu excitația derivație 351
9-16. Comanda automată a frînării prin cuplare inversă a unui motor cu excitația derivație 354
9-17. Comanda automată a frînării motoarelor de curent continuu cu excitația serie 360
9-18. Comanda automată a frînării dinamice a unui motor asincron . . 363
9-19. Comanda automată a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit 365
9-20. Comanda automată a frînării prin cuplare inversă a unui motor asincron cu inele colectoare 368
9-21. Comanda automată a frînării motoarelor sincrone 370
9-22. Comenzile automate pentru reglarea vitezei motoarelor electrice . . . 370

Scanned with OKEN Scanner

Tehnoredactor: Oprea Mihai
Corector: Ing. Lefter Cecilia

Dat la cules 15.IV.1959. Bun de Tipar 17.VI.1959. Tiraj 1600
Hîrtie semi-velină. Format 16/70 × 100. Coli tipar 24

Tiparul executat sub comanda nr. 15 de Tipografia Învățămîntului, str. Mihai Vodă nr. 44-46 București

Scanned with OKEN Scanner